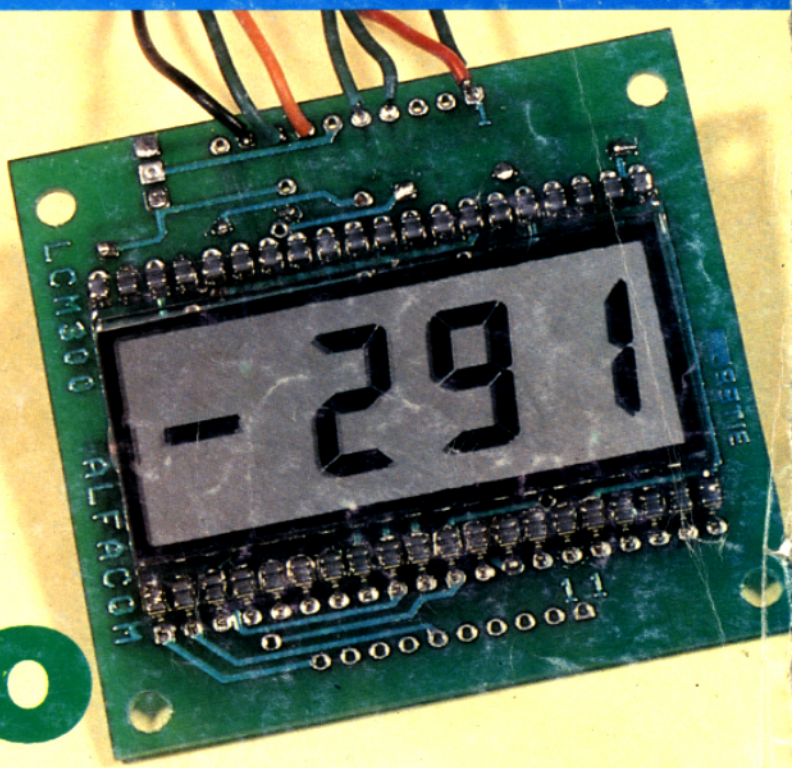
Nº 32 Año 3
A 5500 1990
Editorial QUARK

SABER ELECTRÓNICA

PROYECTOS CON MODULOS DE CRISTAL LIQUIDO



DIODOS DE POTENCIA

RADIOARMADOR

ANTENAS DIPOLO

AUDIO

MULTIACOPLADOR

MONTAJES

AUTOALARMA CON TRANSMISOR DE BIP

GENERADOR DE RUIDO BLANCO

FUENTE CON PROTECCION CONTRA CORTOS

IONIZADOR DE AMBIENTE

"SABER ELECTRONICA"

Informaciones útiles, características de componentes, tablas, fórmula de gran importancia para el estudiante, el técnico y el hobista. Todos los meses, las fichas de esta colección traerán las informaciones que usted precisa. Debido a su practicidad, permiten la consulta rápida, inmediata, inclusive en el taller, sin dificultad. Recórtelas y plastifíquelas, o saque copias para pegarlas en cartón. ¡Haga como quiera, pero no se pierda ninguna!

Nº 96 - REV. 32

TABLA	**GANANCIAS EN dB TENSION Y POTENCIA**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Proporcionamos las ganancias correspondientes en dB para tensiones y potencias.

Decibeles	Ganancia de potencia	Ganancia de tensión
0	1	1
3	2	1,4
6	4	2
12	16	4
20	100	10
30	1 000	31,6
40	10 000	100
50	100 000	316
60	1 000 000	1 000
70	10 000 000	3 162
80	100 000 000	10 000
90	1 000 000 000	31 620
100	10 000 000 000	100 000

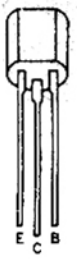
Nº 97 - REV. 32

TRANSISTOR	**2SD 1111**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor Driver para motores, relés y reguladores de tensión (Sanyo) - NPN Epitaxial Planar de Silicio - Darlington

Características:

V_{CBO}.....80V (máx.)
V_{CEO}.....50V (máx.)
V_{EBO}.....10V (máx.)
I_C.....700 mA (máx.)
P_C.....600 mW
h_{FE} (2V - 5 mA).....5000 (tip)
fT (5V - 50 mA).....200 MHz (tip)



Nº 98 - REV. 32

CMOS	**4027**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Doble Flip - Flop JK (Dual JK Flip - Flop)
Cada flipflop puede usarse independientemente en dos modos: con clock y directo. En el modo "con clock", el set y el clear deben ser puestos a tierra. Los niveles en J y K deciden lo que hace el flipflop. La transición se hace en la subida de la señal del clock. En el modo directo, un pulso set positivo fuerza a Q positivo y Q a cero. Un reset positivo fuerza a Q a tierra y Q al nivel positivo.

Máxima frecuencia de clock: 8,2 MHz (10V)
3 MHz (5V)
Corriente por unidad: 0,4 mA (5V)
(clock de 1 MHz) 0,8 mA (10V)

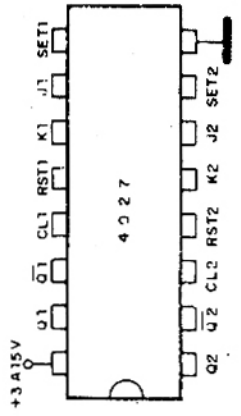


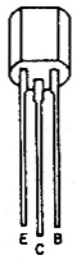
TABLA	**VALENCIA TTL EUROPEA**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA
7400-FLH101	7440-FLH141	7406-FLH481
7410-FLH111	7450-FLH151	7407-FLH491
7420-FLH121	7451-FLH161	7473-FLH121
7430-FLH131	7453-FLH171	7475-FLH151
7401-FLH201	7454-FLH181	7438-FLH541
7404-FLH211	7402-FLH191	74132-FLH601
7405-FLH271	7414-7414	7422-FLH611
7403-FLH291	7474-FLH141	7427-FLH621
7412-FLH501	7486-FLH341	742-FLH631
7423-FLH511	7413-FLH351	7428-FLH661
7425-FLH521	7408-FLH381	7476-FLH131
7437-FLH531	7409-FLH391	

TRANSISTOR	**2SC2210**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Transistor amplificador de RF para AM y conversor (Sanyo) - NPN Epitaxial Planar de Silicio

Características:

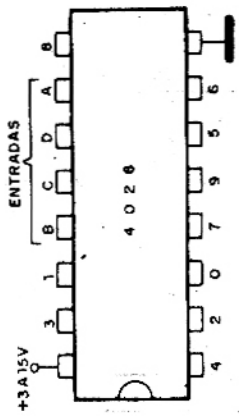
V_{CBO}.....30V (máx.)
V_{CEO}.....20V (máx.)
V_{EBO}.....5V (máx.)
I_C.....30 mA (máx.)
P_C.....250 mW
h_{FE} (6V - 1 mA).....40 (mín.)
fT (6V - 1 mA).....50 MHz (mín.)



CMOS	**4028**	ARCHIVO SABER ELECTRONICA

Decodificador BCD para decimal (1 de 10) - BCD to Decimal (1 of 10) decoder. Este integrado convierte una señal de entrada de 4 bits en una salida de 10 correspondiente, o bien una señal de entrada de 3 bits en una salida "1 de 8". La corriente disponible en cada salida es de 1 mA en 5V y 2 mA a 10V.

Tiempo de propagación: 100 ns (10V)
250 ns (5V)



SABER
ELECTRÓNICA

Nº 32 Año 3 Febrero 1990

Editorial QUARK

SECCIONES FIJAS

Fichas 1
Del editor al lector 4
Noticias y novedades 11
Sección del lector 79

ARTICULO DE TAPA

Proyectos con módulo de cristal líquido 5

AYUDA AL PRINCIPIANTE

Lectura de capacitores 16

COMO FUNCIONA

Circuitos con acopladores ópticos 20

MONTAJES

Autoalarma con transmisor de BIP 28
Generador de ruido blanco 33
Fuente con protección contra cortos 35

TECNICA GENERAL

Regulador de tensión de la serie 78XX y 79XX 38

TECNOLOGIA DE PUNTA

Diodos de potencia de recuperación rápida 41

DIGITALES

Conozca el 7106/7107 conclusión 50

TV - VIDEO

Oscilador de subportadora de los televisores en colores 55

AUDIO

Multiacoplador 59
Indicador de afinación para instrumentos musicales 61

INFORMACION TECNICA

Reconocedor de voz 64

RADIOARMADOR

Antenas dipolo 66

RADIO CONTROL

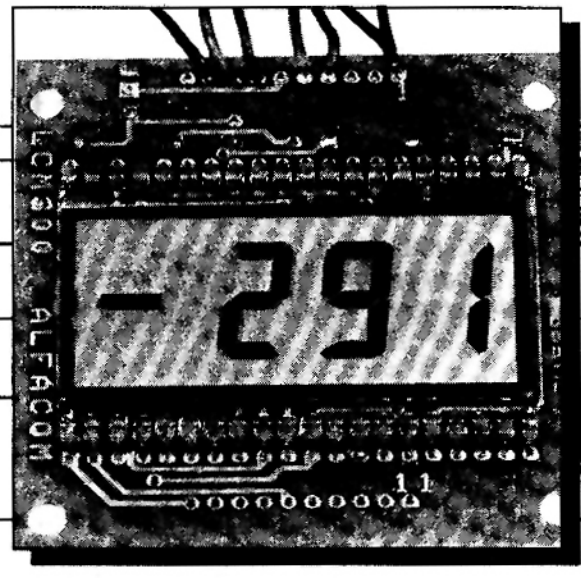
Ferromodelismo 69

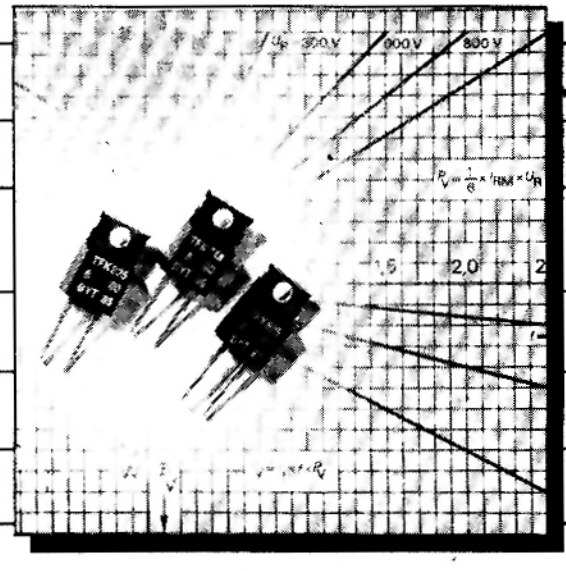
CURSOS

Lección 32, Multiplicadores de tensión 72

MONTAJES DIDACTICOS

Ionizador de ambiente 77





DEL EDITOR AL LECTOR

Bien, amigos de SABER ELECTRONICA, estamos juntos una vez más para ponernos al tanto de lo que mejor hay en esta rama del conocimiento.
En el último mes, hubo una falla en nuestra computadora y un artículo sin correcciones fue catalogado como corregido y por lo tanto salió con varios errores de ortografía. La solución no es llorar sobre lo acontecido, sino no permitir que esto se repita.
Se efectuó un intensivo chequeo de archivos y estamos confiados que ahora podemos asegurar que empezó la fase del "error cero". Ustedes se darán cuenta que en esta edición, así como en las próximas, no habrá errores de tipeo.
Otra fase que venimos ensayando lentamente y ahora se encuentra definitivamente instalada, es la que se refiere a la tecnología de punta.
Para los que se inician en electrónica siempre van encontrar en nuestras páginas el camino abierto para comenzar su camino, pero para los técnicos y los ingenieros estamos haciendo todo lo posible para saciar sus deseos de actualización con notas de nivel excelente.
Telefunken de Alemania, a través de Romex S.A. de Argentina, nos permite estar actualizados con lo mejor que hay en Europa, incluso tendremos en breve notas que serán lanzadas antes en Argentina que en Estados Unidos.
En momentos económicamente duros como los de ahora, es una señal de cariño muy grande el hecho de que SABER ELECTRONICA mantenga sus ventas. Eso significa que nuestros lectores nos aprecian y perciben que nos esforzamos al máximo para brindarles lo que ellos más necesitan.

EJERCICIO

Por favor, vaya al quiosco más cercano a su casa y busque una publicación de electrónica que contenga notas didácticas, o de alta tecnología con componentes que existan en plaza y no sea un catálogo de avisos.
Lo más probable es que Usted encuentre una revista mejor que SABER ELECTRONICA de este mes:
a) en el año 2000
b) en China
c) el mes que viene cuando nos encontremos nuevamente.

Un abrazo, y no dejen de hacer el ejercicio.

Prof. Elio Somaschini

SABER ELECTRONICA Nº 32 - FEBRERO 1990

Editorial QUARK

Correspondencia:
Rivadavia 2431 Entrada 4 - Piso 1 - Of. 3
Capital (1034) TE. 47-7298

SABER ELECTRONICA

Editor Responsable:
Bernardo J. S. Rusquellas

Director Técnico:
Prof. Elio Somaschini

Jefe de Redacción:
Claudio Veloso

Administración:
A. C. May

COLABORADORES:

Arte y diseño:
Mario a. de Mendoza

Traducción:
Ma. Hilda Quinteros

Fotografía:
Clevelart

Corrección:
Liliana Rocca

DISTRIBUCION CAPITAL:
Mateo Cancellaro e Hijo
Echeverría 2469 - 5º "C" - Cap.

INTERIOR
Distribuidora Bertrán S.A.C.
Santa Magdalena 541 - Cap.

URUGUAY:
Verriel y Martínez - Paraná 750 - Montevideo - R.O.U. - TE. 92-0723 y 90-5155

CHILE
Alfa - Carlos Valdovino 251 - Santiago de Chile 551-6511

SABER ELECTRONICA es una publicación mensual de Editorial QUARK, editora propie- taria de los derechos en castellano.

Editor Internacional:
Helio Fittipaldi

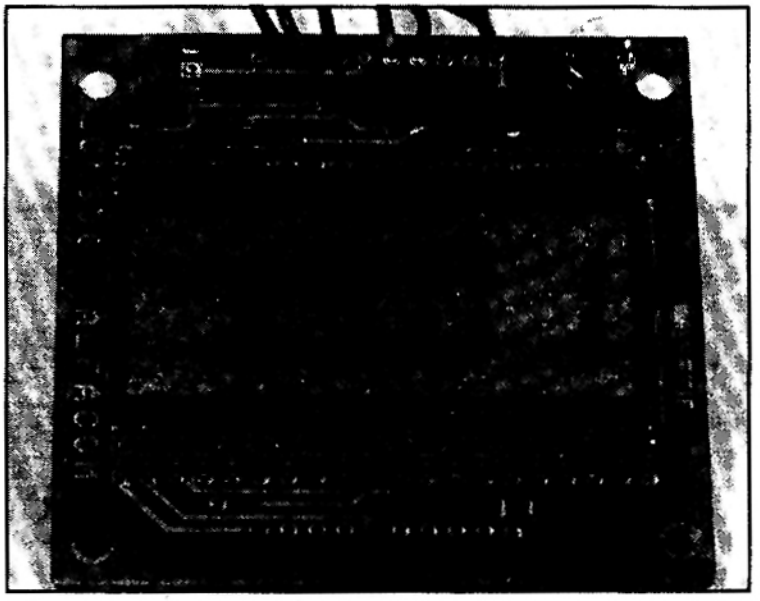
Director Técnico Internacional:
Newton C. Braga

Copyright by Editora Saber Ltda., Brasil
Derecho de Autor: R Nº 1508

Impresión:
Mariano Más ,Buenos Aires, Argentina

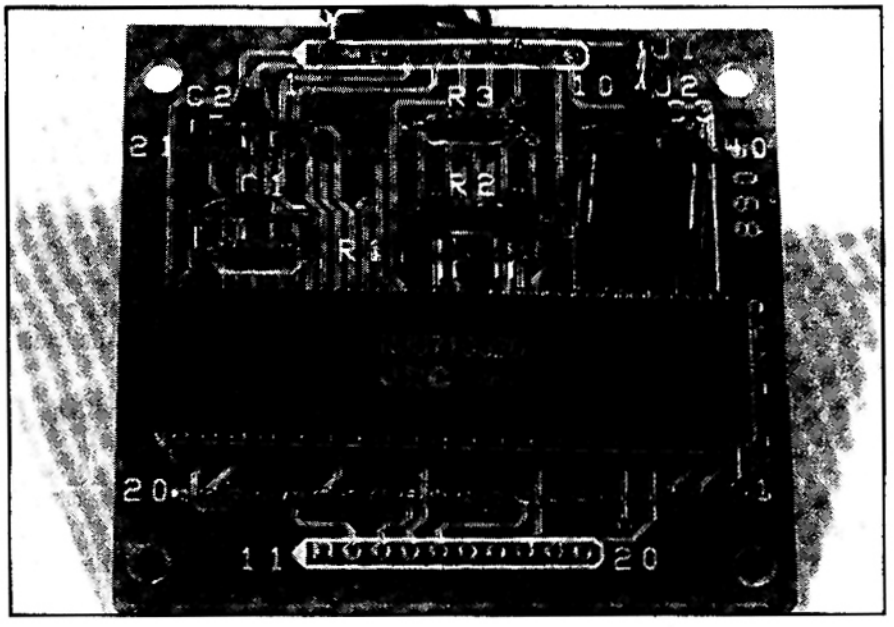
La editorial no se responsabiliza por el contenido de las notas firmadas. Todos los productos o marcas que se mencionan son a los efectos de prestar un servicio al lector, y no entrañan responsabilidad de nuestra parte. Está prohibida la reproducción total o parcial del material contenido en esta revista, así como la industrialización y/o comercialización de los aparatos o ideas que aparecen en los mencionados textos, bajo pena de sanciones legales, salvo mediante autorización por escrito de la Editorial..

PROYECTOS CON MODULOS DE CRISTAL LIQUIDO LCM300



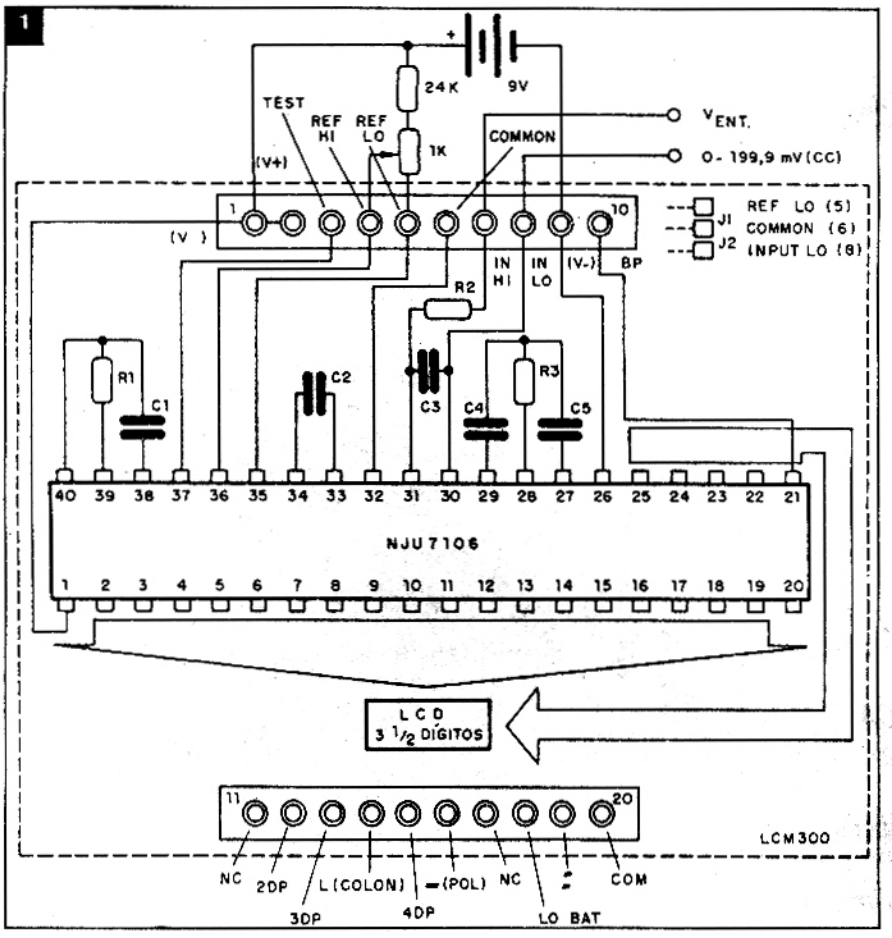
En las revistas SABER ELECTRONICA Nº 31 y 32 abordamos el principio de funcionamiento de los conversores analógico/digitales 7106 y 7107, capaces de excitar displays de tres y medio dígitos tanto de cristal líquido como electroluminiscente. La amplia gama de aplicaciones de tales módulos nos lleva a abordar nuevamente el asunto, pero de una manera mucho más práctica. Con los módulos LCM300, que ya contienen el 7106 y el display de cristal líquido con todos los componentes necesarios para su excitación, a su disposición en el mercado, la eleboración de proyectos de instrumentos de panel e instrumentos diversos de medición de taller es extremadamente más fácil, como veremos en este artículo.

por Newton C. Braga



La empresa ALFACOM S.A. posee, en su línea de componentes optoeléctricos, el módulo LCM300 de tres y medio dígitos con MOST display de cristal líquido de gran versatilidad. Este módulo, que vemos en las fotos, consta de un integrado 7106, un display de cristal líquido de tres y medio dígitos, con indicación de polaridad y punto decimal, además de indicador de descarga de batería, y todos los elementos necesarios para la elaboración de un milivoltímetro básico de 0 a 199,9mV CC.

Partiendo de este módulo, podemos elaborar decenas de proyectos de instrumen-



tos de panel y medición para taller, con gran precisión y facilidad.

Dentro de estos proyectos destacamos los siguientes:

* Multímetros (voltímetros, miliamperímetros, ohmímetros)
* Termómetros
* Fotómetros
* Tacómetros
* Capacímetros, puentes de impedancias
* Indicadores de niveles de líquidos
* Velocímetros
* Decibelímetros

Está claro que éstos son apenas algunos de los aparatos que se pueden elaborar fácilmente, ya que, partiendo de los principios básicos de operación del módulo, podrá crear el instrumento que necesita para determinada aplicación.

Las características del visor son:

* Altura de los dígitos: 12,7 mm
* Accionamiento continuo: (direct drive/static)
* Temperatura de operación: -10 a +60ºC
* Temperatura de almacenamiento: -20 a + 60ºC
* Tensión de operación: (25ºC): 3,0V
* Tiempo de subida: (25ºC): 120ms
* Tiempo de descenso: (25ºC): 100ms
* Frecuencia de operación:30 a 300kHz
* Capacidad: 10pF/mm²
* Resistencia (cc): 100MΩ
* Razón de contraste: 20:1
* Consumo de corriente: 15nA/mm²

Con una fuente de alimentación de 9V el módulo presenta un consumo muy bajo de corriente, pudiendo ser usado en instrumentos portátiles o de panel de funcionamiento continuo.

El módulo LCM300

Una mejor comprensión de las características del integrado conversor A/D usado en este módulo, que es el NJU7106D, puede lograrla leyendo el artículo "Conozca el 7106/7107", publicado en dos partes en la revista SABER ELECTRONICA Nº 31 y Nº 32.

En la figura 1 tenemos el diagrama completo del módulo, observando que apenas son necesarios tres componentes externos para la elaboración de un milivoltímetro básico de 199,9V.

Estos componentes son la fuente de alimentación de 9V, un resistor de 24k y un trimpot, que consiste en un único ajuste del aparato, para una tensión de referencia de 199,9 mV.

Los componentes ya existentes en la placa de circuito impreso ejercen funciones predefinidas, descriptas a continuación.

El resistor R1 y el capacitor C1 forman el circuito de temporización, responsable por la velocidad de display. Los valores elegidos permiten la operación en una frecuencia de 48 kHz (R1 = 100k y C1 = 100pF), lo que resulta en tres lecturas por segundo.

En caso que se desee alterar la razón de lectura, podrán calcularse nuevos valores de C1, ya que se recomienda que R1 se mantenga fijo. La fórmula que permite calcular la nueva frecuencia de operación es:

$$f = 45/(R1 \times C1)$$

Donde:
R1 es dado en kilohm,
C1 en picofarad,
y la frecuencia obtenida será en kilohertz.

Para eliminar la captación de zumbidos en la red de 50Hz es importante que el ciclo de integración de las señales de entrada sea un múltiplo de este valor. De esta forma, las frecuencias indicadas en la tabla son las mejores para esto.

El módulo posee dos jumpers (J1 y J2) que corresponden respectivamente a la in-

FRECUENCIA (kHz)	LECTURA/SEG
40	2,5
48	3,0
50	3,125
75	4,6875
100	6,25
200	12,5

terconexión de los pins 5 y 6 del conector REF LO y COMMON, y 6 y 8 del conector COMMON con INPUT LO. Para aplicaciones en que no se usen estas conexiones se pueden retirar los jumpers.

Tanto el amplificador aislador como el integrador presentan etapa de salida en clase A, con corriente de reposo de 100 microamperes de corriente, manteniendo elevada linealidad.

Siendo así, el resistor de integración (R3) debe ser suficientemente alto para escapar de esta limitación, pero, en contrapartida, lo suficientemente bajo en relación a las corrientes de fuga que ocurren en uso normal, ya que su montaje se hace en placa de circuito impreso. Este es uno de los motivos por los cuales el LMC300 viene en placa de fibra de vidrio de categoría profesional que, prácticamente, no absorbe humedad.

Para un fondo de escala de 1,999V recomendamos que R3 sea de 47k y, en la versión básica, para fondo de escala de 199,9 mV, R3 será de 47k.

El capacitor de integración (C5) debe elegirse de modo que proporcione la máxima excursión de tensión posible, sin saturar el integrador, lo que corresponde a aproximadamente 0,3V de la tensión de la fuente.

De este modo, cuando el "COMMON" analógico se usa como referencia, recomendamos una excursión entre -2 y +2v para el integrador y, de esta manera, para la frecuencia de clock que usamos, o sea, 48kHz, el valor nominal de C5 será de 220nF.

Está claro que, si se usa otra frecuencia de clock, este valor debe modificarse en proporción inversa para que se mantenga la excursión de tensión. Se deben usar capacitores de baja fuga y pequeña histéresis, a fin de obtener alta precisión de lectura.

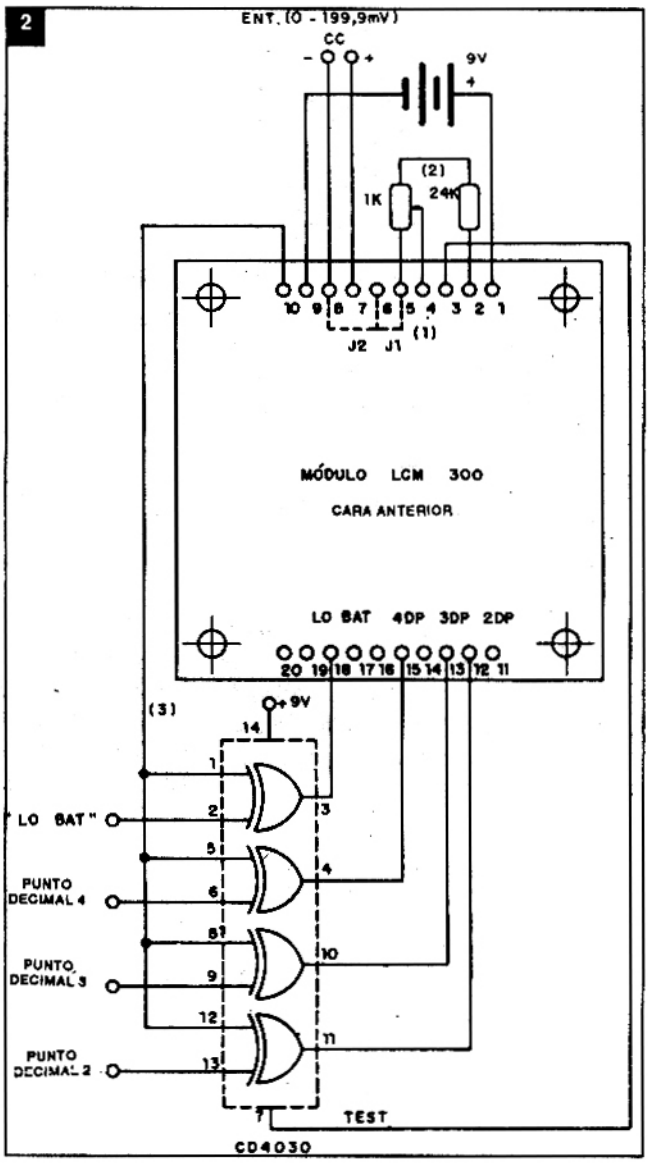
El valor del capacitor de autocero (C4) presenta cierta influencia en la obtención de mínimo nivel de ruido en el sistema.

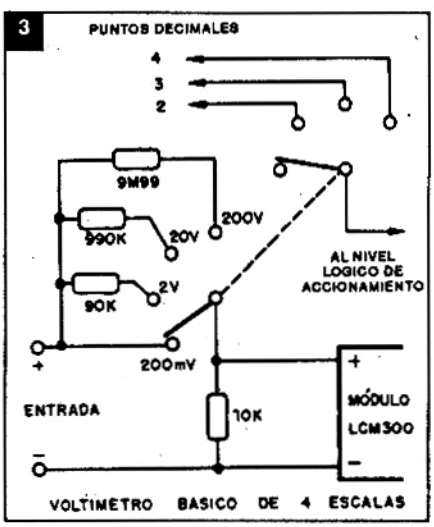
Para la escala de 199,9mV, en que es necesario tener bajo nivel de ruido, recomendamos un capacitor de 470nF. Ya para la escala de 1,999V, un valor de 47nF acelera la recuperación de la condición de transbordo (overflow) sin, con todo, perjudicar el nivel de ruido.

En la mayoría de las aplicaciones el uso de un capacitor de referencia (C2) de 100nF satisface, pero para señales de alto nivel en modo común, y para fondo de escala de 199,9mV, sugerimos que el C2 sea de 1µF para mantener el error de lectura en 0,5 del conteo.

La tensión analógica de entrada necesaria para generarse salida plena, o sea, fond (fondo de escala) y Vref = 1V para F.E. = 2V. Pero, como en la mayoría de las veces en que usan transductores para la medición de las más diversas magnitudes, existe un factor de escala no entero para el Vref que debe ser convenientemente calculado.

Por ejemplo, tenemos un generador tacométrico que nos da la tensión de salida de 0,826V cuando la velocidad de rotación es de 2000 RPM. La tensión de referencia deberá ser de 0,413V para que la lectura "2000" pueda ser efectuada cuando la tensión de entrada de 0,826V sea aplicada.

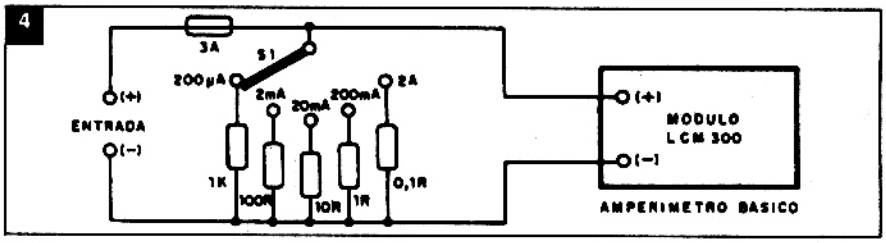




APLICACIONES

1) Milivoltímetro 1,999 mV

Evidentemente, se trata de la aplicación básica para el módulo que puede ser usado como un milivoltímetro de corriente continua, alimentado por batería o fuente de 9V, con consumo muy bajo de corriente, y

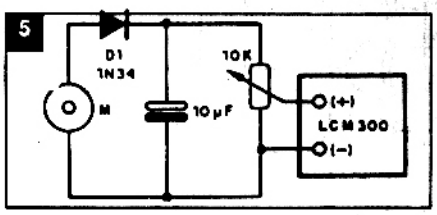


cuyo diagrama corresponde al ya presentado en la figura 1.

Para utilización en instrumentos de medición, en que deseamos un punto decimal fluctuante, tenemos el circuito mostrado en la figura 2.

La tensión de referencia debe ser ajustada en el trimpot para 199mV y el trimpot debe ser de precisión.

El integrado adicional usado es un CD4030-CMOS, que presenta consumo muy bajo, y a través del cual podemos encaminar los niveles lógicos de activación de los puntos decimales y de la indicación de batería descargada (LO BAT). En esta aplicación, los puntos 5, 6 y 8 deben ser unidos a través de jumpers.

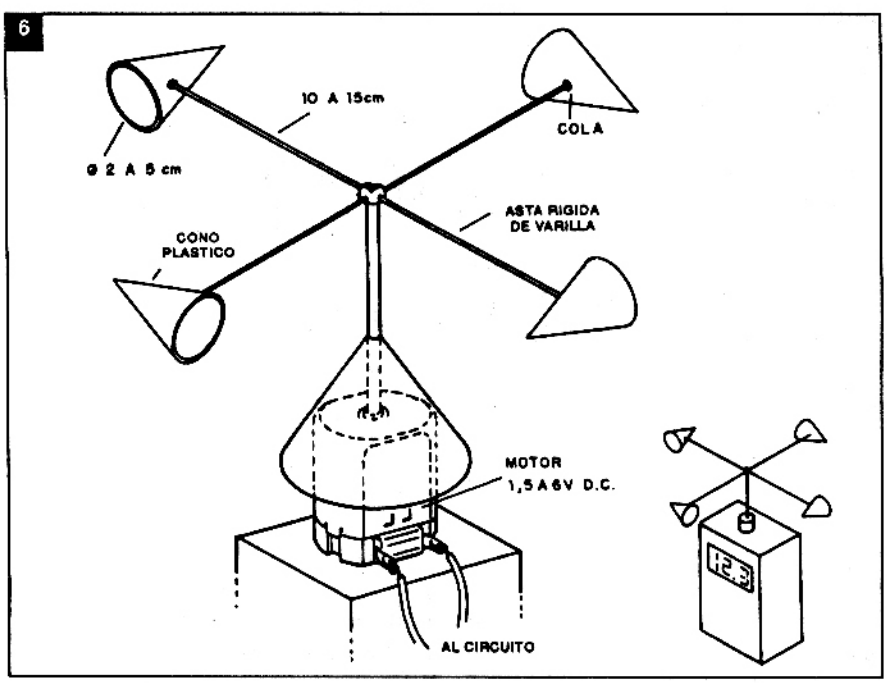


2. Voltímetro con diversas escalas

En la figura 3 damos el divisor de tensión para la utilización del módulo en un voltímetro de cuatro escalas, con fondos de 200mV, 2V, 20V y 200V.

La precisión de los resistores va a determinar la precisión de la lectura, siendo indicados tipos de 1% ó 2%. Para la obtención de valores no comerciales, sugerimos la asociación de unidades de valores comunes con las tolerancias indicadas. La resistencia de entrada de este circuito es de 10k y el único ajuste es el trimpot de referencia para la lectura deseada, o sea, aplicando 1,999mV en la entrada y ajustando para esta lectura.

Para este circuito, el punto decimal debe ser accionado aprovechando una segunda sección de la propia llave selectora de tensiones.



3. Amperímetro CC

En la figura 4 tenemos el circuito de un divisor de corriente (shunt) para medidas de corrientes en cinco escalas, correspondiendo a fondos de 200µA, 2mA, 20mA, 200mA y 2A.

El fusible de protección de 3A es muy importante, debiendo usarse uno del tipo de acción rápida. La precisión de los resistores determina la precisión de la medición y su disipación debe calcularse en función de las corrientes máximas que deben conducir.

Para la conmutación debe usarse una llave con baja resistencia de contacto, adecuada para instrumentación, y una segunda sección se aprovechará para el accionamiento del punto decimal.

4. Anemómetro

La localización de un generador eólico o de una bomba de agua movida por el viento debe ser estudiada basándose en los vientos predominantes de una región. Del mismo modo, los aeropuertos y otras instalaciones que son influenciadas en un funcionamiento por el viento necesitan un control constante de este fenómeno.

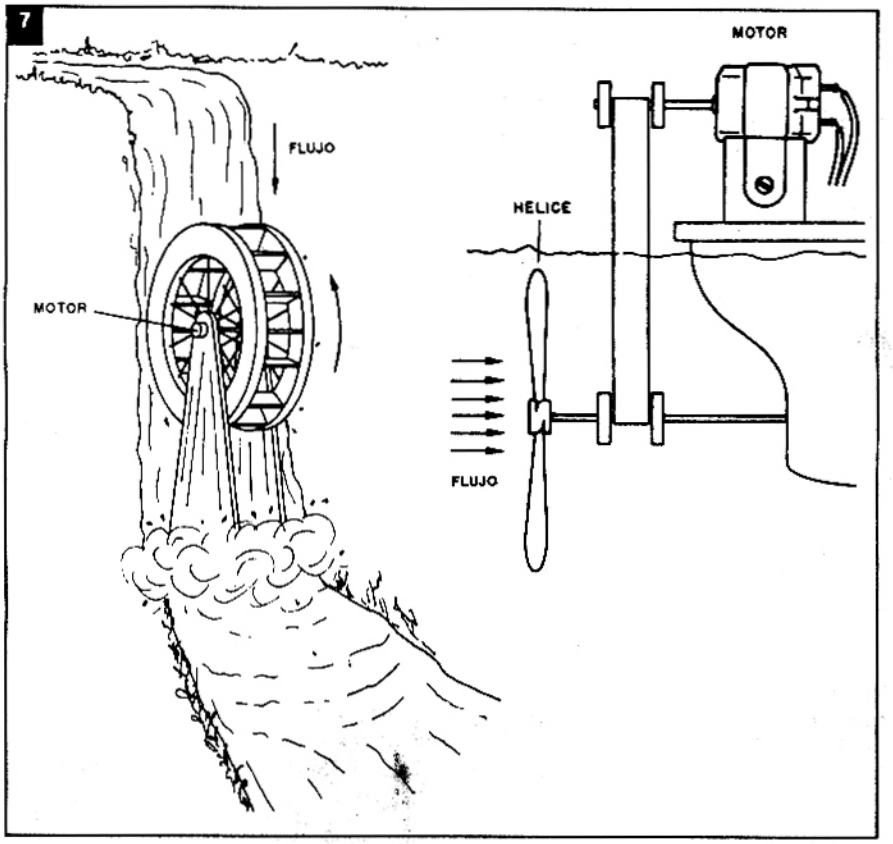
Un anemómetro para uso fijo o portátil puede elaborarse fácilmente basándose en el módulo LCM300.

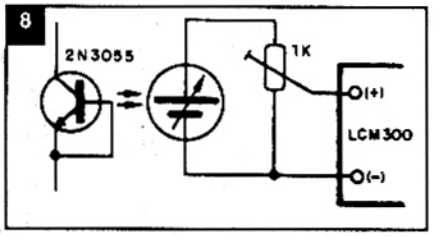
Un pequeño motor de corriente continua genera una tensión proporcional a la velocidad del viento, que, a través de un factor conveniente de conversión, puede leerse en el módulo. El circuito básico aparece en la figura 5.

Para mover el eje del pequeño motor que funciona como generador, podemos usar un sistema del tipo mostrado en la figura 6.

Este sistema se caracteriza por medir la velocidad del viento e independientemente de su dirección, a diferencia de una hélice, que necesita estar apuntada en la dirección de donde sopla el viento.

La calibración se hace con la elección conveniente de los componentes que determinan el factor de escala, teniendo por base un anemómetro comercial o indicaciones proporcionadas de velocidad.





El capacitor electrolítico inmediatamente después del diodo determina la velocidad de recuperación del circuito, impidiendo oscilaciones bruscas de lectura, y su valor depende del tipo de generador usado, o sea, de las características del pequeño motor. Su valor estará típicamente entre 1 y 22µF.

Del mismo modo, el trimpot debe ser ajustado para que no tengamos tensión superior a 1,999mV con velocidad máxima prevista.

El punto decimal puede ser activado de acuerdo con el tipo de lectura deseada, siendo una sugerencia posible su colocación después del tercer dígito, lo que nos llevaría a una escala de 000,0 a 199,9 km/h para la velocidad leída, con componentes determinantes del factor de escala debidamente calculados.

Está claro que también podemos hacer la escala en nudos, lo que será interesante en las aplicaciones que involucren a la aviación y la navegación marítima.

El sensor puede ser instalado lejos del módulo de lectura, agregándole un cable blindado empleado para evitar la captación de zumbidos, que influirían en la indicación.

Con adaptaciones en el sensor, el mismo sistema se puede emplear para la medición de la velocidad de una corriente de agua o incluso del flujo de líquido en una canalización, como sugiere la figura 7. Está claro que los factores de escala son muy importantes en estas aplicaciones, dependiendo exclusivamente del tipo de sensor empleado.

También se debe considerar la linealidad del transductor, lo que puede exigir, en algunos casos, el uso de circuitos adicionales para conseguir una buena precisión en toda la extensión de la escala.

5. Fotómetros

Fotómetros y aparatos semejantes, como medidores de transparencia, fotocolorímetros, etc., pueden elaborarse basándose en el módulo y en la versión más sencilla, usando como transductor apenas una fotocélula.

Esta fotocélula puede ser hasta un transistor de potencia, como el 2N3055, sin la cubierta protectora, con un resistor que determinará el límite de tensión de entrada y también servirá como carga, determinando la curva de respuesta del sitema. En la figura 8 tenemos el circuito sugerido.

La utilización de filtros permite usar el medidor en diversas aplicaciones y la determinación del factor de escala dependiendo de la unidad que se desea usar, además de la aplicación.

Un luxómetro más preciso, que usa una célula solar que proporciona una corriente de 200µA con 1000lux, aparece en la figura 9.

Este tipo de célula posee una curva corriente/iluminación bastante lineal, lo que permite la elaboración de un instrumento de excelente precisión. (Para más información sobre células solares y sus aplicaciones, vea SABER ELECTRONICA Nº 30.)

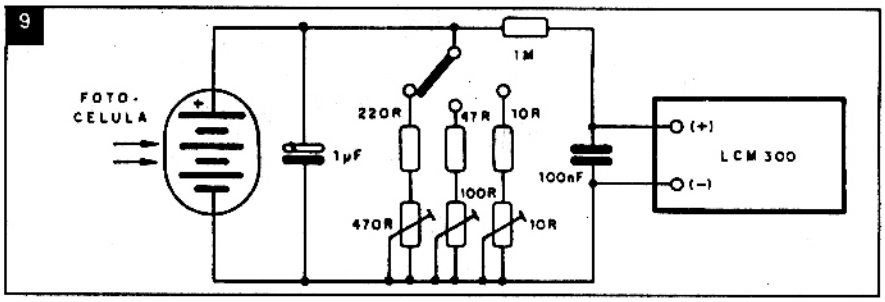
Conclusión

En aplicaciones más sofisticadas, como por ejemplo tacómetros, ohmímetros, termómetros, pueden ser necesarios circuitos más elaborados para los transductores, debido a las propias características de sensibilidad de los transductores y la necesidad de conseguir una tensión linealmente proporcional a la magnitud medida.

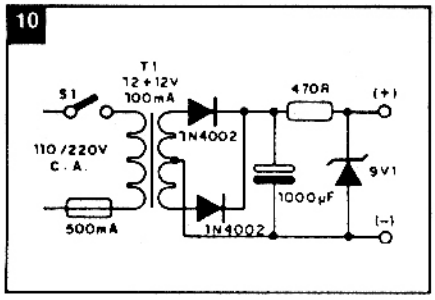
Estos casos serán abordados en el futuro, en otros artículos, en que volveremos a hablar sobre los módulos LCM300 con proyectos interesantes.

Para estos proyectos iniciales, como no necesitamos muchos componentes además de los que vienen montados en el propio módulo, no hay necesidad de placa de circuito impreso adicional y tampoco un dibujo de la disposición real de los componentes. Las conexiones son simples y directas, debiendo solamente tomar pre-

9



10



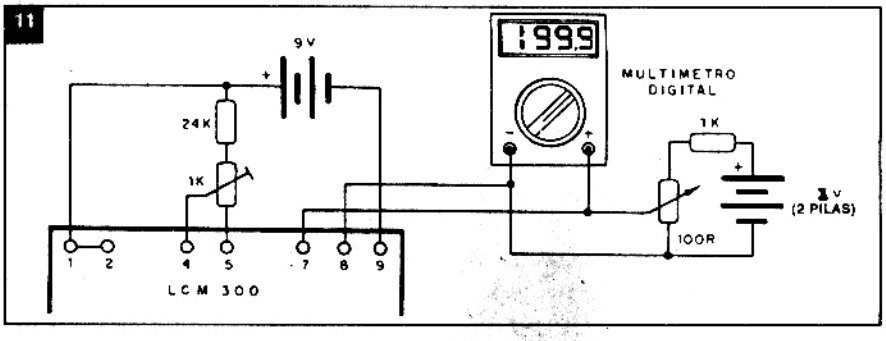
cauciones en relación a la captación de ruidos cuando los transductores estuvieran lejos.

Para aplicaciones fijas, con fuente de alimentación, dado el bajo consumo, se puede usar el circuito de la figura 10.

La calibración puede hacerse con un multímetro común, aplicando 199,9 mV en la entrada, con el circuito de la figura 11, y ajustando el trimpot para esta lectura.

El fabricante del módulo podrá estudiar, en el caso de aplicaciones industriales, su provisión con placa que ya tenga previsto el lugar para los componentes que forman el circuito del sensor.

11



Referencias

* Módulos de Visor a Cristal Líquido de 3 1/2 dígitos - LCM 300 - Alfacom S.A.
* Manual Intersil de Displays Drivers y A/D & D/A.
* 25 Aparatos de Medición con Circuitos Integrados - F. Huré - Paraninfo - 1982 - España.
* Conozca el 7106/7107 - Revista SABER ELECTRONICA Nº 31 y Nº 32 - Newton C. Braga.

RIM T.V.

Distribuidor Repuestos Electrónicos de HECTOR Y NELSON RIMADA
Alcorta 180 - T.E. 25423 (8300) NEUQUEN

Los lectores encontrarán todo el apoyo necesario para desarrollar sus conocimientos de electrónica.

Los kits originales de **SABER ELECTRONICA**

Libros que se ofrecen en **SABER ELECTRONICA**

Números atrasados

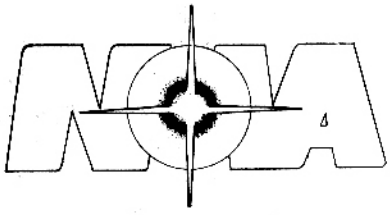
Ediciones especiales de Circuitos & Informaciones

Holophonics

y todo lo que **SABER ELECTRONICA** anuncie en sus páginas.

SABER ELECTRONICA
LASER
HOLOFONIA

LA TECNOLOGIA FOTONICA Y ACUSTICA
DEL SIGLO XXI ESTA EN:



Ahora en ROSARIO y zona de influencia puede adquirir nuestros productos en:

NOVA - FABRELEC

SALTA 1574 - (2000) ROSARIO - Tel.(041) 21-2743

HORARIO: de Lunes a Viernes de 9 a 12 y de 14.30 a 19 hs.
Sábados de 9 a 12 hs.

Los lectores de *SABER ELECTRONICA* no necesitan viajar a Buenos Aires para tener acceso a los kits originales, libros, números atrasados,ediciones especiales de Circuitos & Informaciones, holophonics, láseres y todo lo que se anuncia en sus páginas.

LECTURA DE CAPACITORES SIN MISTERIOS

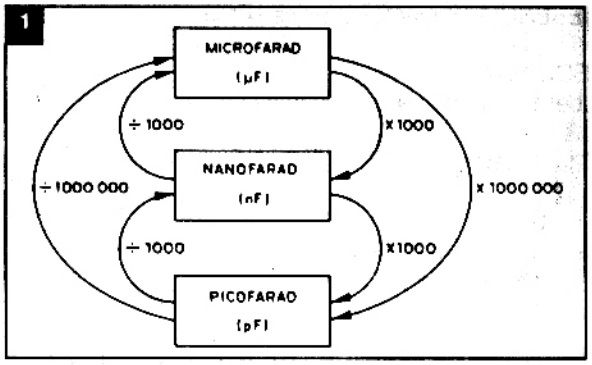
Para castigar a los mortales que construían una torre alta hasta el cielo, Dios hizo que cada uno hablara una lengua diferente. En electrónica, parece que ocurre algo semejante, cuando los fabricantes de capacitores adoptan diferentes códigos. Para ayudar a los lectores que todavía tienen dificultades, les brindamos este artículo con todas las explicaciones.

por Newton C. Braga

Sabemos que son muchos los principiantes que encuentran serios problemas en la lectura de valores de capacitores de tipo cerámico o de poliéster, en los que se usan los códigos más diversos.

Hemos detectado, por las consultas directas que recibimos, que muchos errores de montajes se deben justamente a la utilización de valores incorrectos de capacitores cerámicos, por la dificultad de lectura de sus códigos.

En este artículo explicamos cómo proceder para la letura de los pirncipales códigos.



Las unidades

El mayor problema en la lectura de valores de capacitores se debe al hecho que se usan diferentes submúltiplos de la unidad básica que es el Farad (F), y que además se representan según códigos distintos. Para entender mejor la lectura de los códigos, debemos comenzar por la propia unidad de capacidad y sus submúltiplos.

La unidad de capacidad es el Farad (F), que, sin embargo es demasiado grande para ser usada en la práctica. Si quisiéramos cargar una esfera con una carga de 1 coulomb bajo una tensión de 1 Volt, precisamos que la misma tenga una capacidad de 1 Farad. Pues bien, como esta capacidad depende de su diámetro, podemos decir que esta esfera tendría que ser más o menos del tamaño de la Tierra.

Un capacitor común de 1 Farad tendría dimensiones enormes y en la práctica, en los proyectos, no precisaríamos nunca de esta capacidad.

Por este motivo, preferimos usar submúltiplos de Farad que, siendo menores, están más de acuerdo con las necesidades prácticas de la electrónica.

Así, tenemos los siguientes submúltiplos más comunes:

El microfarad (µF) que equivale a la millonésima parte de un Farad o bien 10^{-6}F (0,000 001 F).

El nanofarad (nF) que equivale a la billonésima parte de un Farad o bien 10^{-9}F (0,000 000 001 F).

El picofarad que equivale a la trillonésima parte de un Farad o bien 10^{-12}F (0,000 000 000 001 F).

El picofarad también suele llamarse micromicrofarad (µ µF).

Llegamos a esta conclusión, a partir de las relaciones citadas, que:

1 nF = 1000 pF
1 µF = 1000 nF
1 µF = 1 000 000 pF

Estas son las tres principales unidades (submúltiplos de Farad) usadas en la marcación de los capacitores comunes (figura 1).

Para convertir una unidad en otra, basta recordar las relaciones, o consultar la tabla que damos a continuación:

Para convertir:	en:	multiplique por:
microfarad	nanofarad	1 000
nanofarad	picofarad	1 000
microfarad	picofarad	1 000 000
nanofarad	microfarad	0,001
picofarad	nanofarad	0,001
picofarad	microfarad	0,000 001

Ejemplos:
4,7 nF equivalen a 4.700 pF
56 nF equivalen a 0,056 µF
1.000 pF equivalen a 1 nF
10.000 pF equivalen a 0,01 µF

Los códigos

Los capacitores cerámicos, de poliéster y hasta de polipropileno pueden venir en capacidades que van de 1 pF hasta 1µF.

La marcación de valores depende no sólo del fabricante, sino también del tipo de capacitor y también de la banda de valores considerada.

Capacitores cerámicos de valores pequeños

Los capacitores cerámicos con valores entre 1pF y 4.700 pF (eventualmente más) pueden tener la marcación de capacidad dada del siguiente modo (figura 2):

a) El valor en picofarads directamente;

b) una letra mayúscula que indica la tolerancia

(cuidado, pues K mayúscula en este caso no significa "kilo" ó x 1000).

Las letras son:

1. Para capacidades menores de 10pF (más o menos):

B - 0,1 pF
C - 0,25 pF
D - 0,5 pF
F - 1 pF
G - 2 pF

2. Para capacidades mayores que 10 pF (más o menos):

F = 1%	G = 2%
H = 3%	J = 5%
K = 10%	M = 20%
S = +50%/ -20%	Z = +80%/ -20%
P = +100%/ -0%	

Ejemplo: el capacitor 4.700M tiene una capacidad de 4.700 pF y tolerancia de 20%.

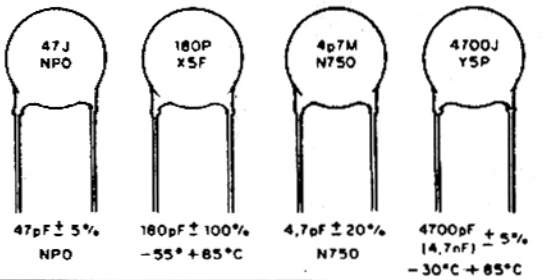
Las letras adicionales se refieren a la característica de temperatura y variación máxima de capacidad.

En algunos capacitores puede aparecer simplemente el valor en pF sin letra alguna, y en otros, la coma decimal puede estar sustituída por la letra p.

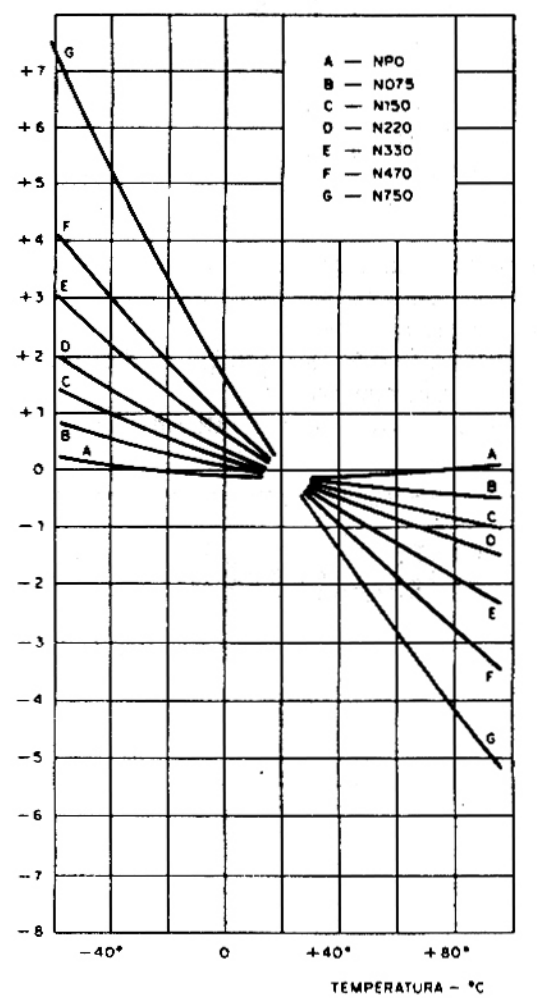
Así, tenemos: 220 - 220 pF
4p7 - 4,7 pF

El coeficiente de temperatura es dado, normalmente, debajo de la capacidad;

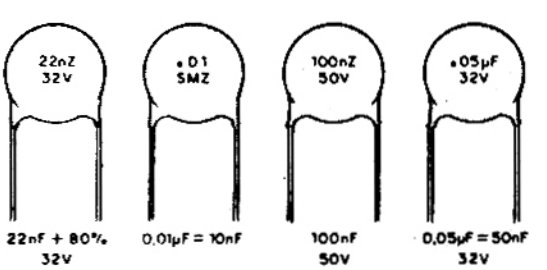
2



3



4



puede ser indicado en las formas citadas en la figura 3, donde tenemos las curvas correspondientes.

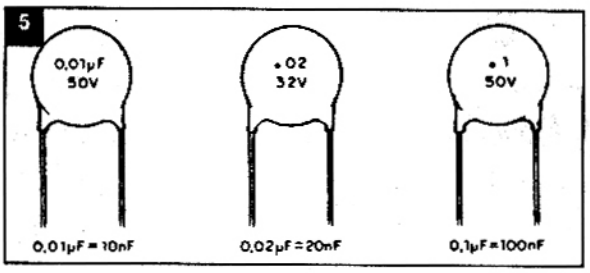
Capacitores cerámicos o de grandes valores

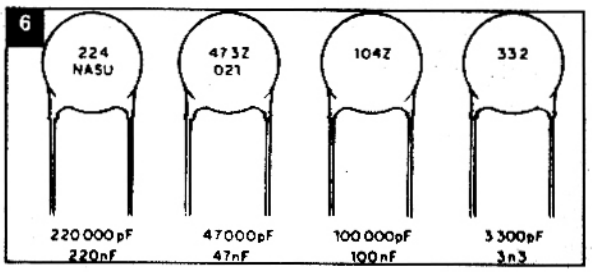
Estos son los capacitores de más de 1000 pF o 10 nF que también corresponde a 0,01 µF (figura 4).

Hay diversas marcaciones posibles. La más común es dada por la expresión directa del valor seguido de la letra "n" (minúscula) para indicar el submúltiplo nanofarad.

La letra que sigue a esta "n" da la tolerancia del componente y abajo puede venir también la tensión de trabajo en Volt.

Estos capacitores pueden también tener su valor expresado en microfarad, en cuyo caso el mismo siempre viene dado por "punto" seguido del valor, o bien "0" seguido del valor (figura 5).





Código de 3 cifras

Este sin duda es el código que más confusión trae a los lectores menos experimentados.

Los valores son siempre dados por tres cifras, cuyo significado depende de su posición relativa (figura 7).

Los dos primeros números forman las dos cifras iniciales de la capacidad.

La tercera cifra indica el factor de multiplicación o el número de ceros que debemos agregar al valor dado por los dos primeros números para tener la capacidad.

Ejemplo: 274 -
primer número = 2
segundo número = 7
tercer número = 000 (4)
Capacidad: 270.000 pF ó 270 nF

La letra siguiente a los tres números indica la tolerancia (ver código más arriba).

CIRCUITOS & INFORMACIONES

PUERTA Y

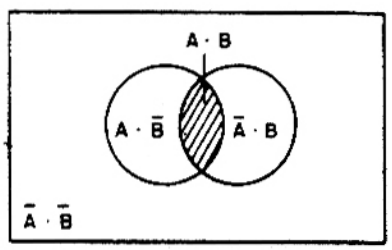
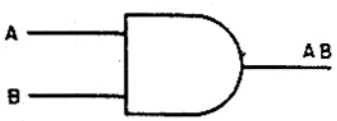


DIAGRAMA DE VENN

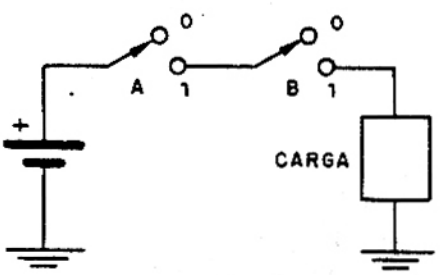
A	B	f (A · B) = A · B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

TABLA VERDAD



SIMBOLO

CIRCUITO SIMBOLICO



CIRCUITOS CON ACOPLADORES OPTICOS

Los acopladores ópticos son componentes de gran importancia en la electrónica, realizando la transferencia, de manera eficiente, de señales de un circuito hacia otro y con aislamiento prácticamente infinito. En las telecomunicaciones, en links de computadoras, telemetría, estos componentes ocupan una posición destacada. En este artículo hablaremos de acopladores ópticos y algunas de sus aplicaciones, basándonos en manuales de fabricantes, como Texas Instruments y Motorola.

por Newton C. Braga

Cuando se desea hacer la transferencia de una señal de un circuito a otro con aislación casi infinita, la mejor solución está en el empleo de dispositivos especiales que trabajen, no con corrientes directas, sino con ondas electromagnéticas.

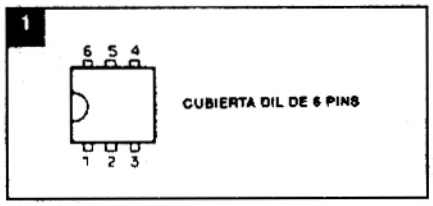
Entre estos dispositivos, destacamos los acopladores ópticos, en que la señal pasa de un transistor hacia un receptor por un medio que no precisa ni siquiera ser material, presentando de este modo resistencia de aislación altísima.

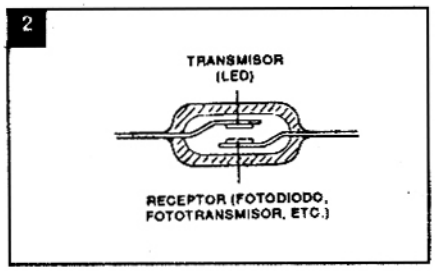
En la transferencia de datos de un circuito a otro, en el procesamiento de datos recogidos en circuitos remotos, en el control de circuitos de baja tensión, los acopladores ópticos pueden garantizar un funcionamiento seguro, operando con señales de hasta algunas decenas de Megahertz (MHz).

En este artículo, daremos el principio de funcionamiento de algunos acopladores, destacando sus principales características y completando con aplicaciones.

Los acopladores ópticos

Básicamente, un acoplador óptico está formado por un emisor de luz, que puede ser modulado fácilmente por un circuito externo, como por ejemplo un led y un fotosensor, ambos encerrados en una cubierta de modo que haya, como el nombre sugiere, una acoplameinto óptico entre ambos.





Los tipos más comunes usan una cubierta DIL de 6 pins, como muestra la figura 1.

La luz emitida por el led puede incidir sobre el sensor sin ningún tipo de influencia, pues la cubierta es opaca.

Las características tanto del emisor como del receptor deben ser elegidas de manera que haya el máximo rendimiento en la transferencia de la información.

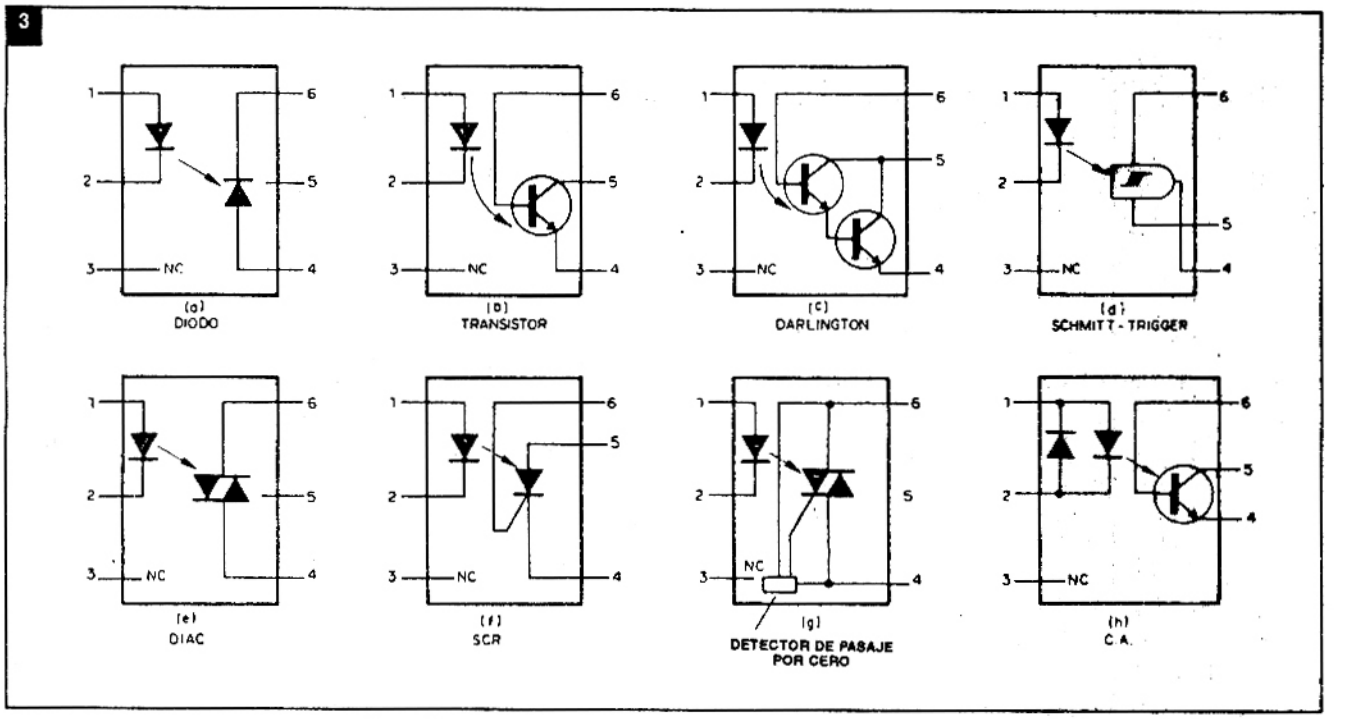
Si usamos, por ejemplo, un fototransistor y un led en el conjunto, como en la figura 2, con la emisión de luz a partir del led, el fototransistor será excitado, apareciendo una señal correspondiente en su salida.

Son diversos los dispositivos que pueden usarse como sensores en un acoplador óptico. En la figura 3 tenemos algunos ejemplos.

La elección del acoplador depende de la aplicación. Así, en el caso de acopladores con fotodiodos (a), tenemos una mayor velocidad de operación, siendo indicados para la transferencia de datos en un circuito entre micro-computadoras o también para la transferencia de señales de video. Los fotodiodos permiten la operación con velocidades de algunos Megahertz (MHz).

En (b) tenemos un acoplador óptico en que el receptor es un fototransistor común. Este tipo de acoplador tiene una velocidad máxima de operación menor que las que usan fotodiodos, pero en compensación, el transistor ya proporciona en su salida una corriente amplificada. Los circuitos de procesamiento pueden así tener

3



mayor ganancia, si bien su velocidad es menor. Estos acopladores son indicados para operación con señales que no sobrepasen unos pocos Megahertz, y hasta menos.

Si la ganancia fuera importante, podemos usar el acoplador mostrado en (c), que usa un fototransistor Darlington. La señal obtenida en la salida está bastante amplificada, pero en compensación, su velocidad máxima de operación tiene limitaciones todavía mayores. No podemos hacerlo operar con señales que vayan más allá de algunas decenas de kilohertz (kHz).

Para las interfases de circuitos TTL podemos usar el acoplamiento mostrado en (d). En éste, el sensor es un foto-Schmitt-trigger compatible con circuitos TTL, pudiendo operar con velocidad razonable, proporcionando en su salida pulsos rectangulares.

Para el control de cargas de potenica con bajas frecuencias o incluso señales DC (corriente continua) podemos usar toda la familia de acopladores que mostramos en la figura 3.

El primero para este fin aparece en (e), que tiene como elemento sensor un fotodiac. Podemos usar este dispositivo en el

Código	Tensión inversa de pico	Corriente de disparo del led	Tensión de inhibición de pasaje por cero	V_{ISO} Vac Pk	dv/dt V/µs Typ
MOC3009	250	30	–	7500	10
MOC3010	250	15	–	7500	10
MOC3011	250	10	–	7500	10
MOC3012	250	5	–	7500	10
MOC3020	400	30	–	7500	10
MOC3021	400	15	–	7500	10
MOC3022	400	10	–	7500	10
MOC3023	400	5	–	7500	10
MOC3031	250	15	20	7500	2000
MOC3032	250	10	20	7500	2000
MOC3033	250	5	20	7500	2000
MOC3041	400	15	20	7500	2000
MOC3042	400	10	20	7500	2000
MOC3043	400	5	20	7500	2000
MOC3061	600	15	20	7500	1500
MOC3062	600	10	20	7500	1500
MOC3063	600	5	20	7500	1500
MOC3081	800	15	20	7500	1500
MOC3082	800	10	20	7500	1500
MOC3083	800	5	20	7500	1500

TABLA I - SALIDA CON TRIAC

Código	Corriente de Corriente ON	Corriente de Corriente OFF	$I_{F(off)}/I_{F(on)}$		V_{CC}		t_r, t_f	V_{ISO}
			Mín.	Máx.	Mín.	Máx.	µs Typ	Vac Pk
H11L1	1,6	0,3	0,5	0,9	3	15	0,1	3535
H11L2	10	0,3	0,5	0,9	3	15	0,1	3535
MOC5007	1,6	0,3	0,5	0,9	3	15	0,1	
MOC5008	4	0,3	0,5	0,9	3	15	0,1	
MOC5009	10	0,3	0,5	0,9	3	15	0,1	

TABLA II - SALIDA CON SCHMITT-TRIGGER

Código	Relación de transferencia de corriente % Mín.	I_F mA	V_{CE} Volts	V_{ISO} Vac Pk	$V_{CE(sal)}$ Volts Máx.	I_F mA	I_C mA	t_r, t_f/t_{on}, t_{off}* Typ µs	I_C mA	V_{CC} Volts	R_L Ω	I_F mA	$V_{(BR)CEO}$ Volts Mín.	V_F Volts Máx.	I_F mA
TIL112	2	10	5	1500	0,5	50	2	2	2	10	100		20	1,5	10
TIL115	2	10	5	2500	0,5	50	2	2	2	10	100		20	1,5	10
TIL111	8	16	0,4	1500	0,4	16	2	5	2	10	100		30	1,4	16
TIL114	8	16	0,4	2500	0,4	16	2	5	2	10	100		30	1,4	16
4N27	10	10	10	1500	0,5	50	2	2/8	10	10			30	1,5	10
4N28	10	10	10	500	0,5	50	2	2/8	10	10			30	1,5	10
4N38,A	10	10	10	2500	1	20	4	0,8/7	10	10			80	1,5	10
H11A4	10	10	10	1500	0,4	10	0,5	2	2	10	100		30	1,5	10
4N25,A	20	10	10	2500	0,5	50	2	0,8/8	10	10			30	1,5	10
4N26	20	10	10	1500	0,5	50	2	0,8/8	10	10			30	1,5	10
H11A2	20	10	10	1500	0,4	10	0,5	2	2	10	100		30	1,5	10
H11A3	20	10	10	2500	0,4	10	0,5	2	2	10	100		30	1,5	10
H11A520	20	10	10	5656	0,4	20	2	5*	2*	10*	100*		30	1,5	10
H11AV3,A	20	10	10	7500	0,4	20	2	5*	2*	10*	100*		70	1,5	10
MCT2	20	10	10	2500(R)	0,4	16	2	10*/30*		5*	2k*	15*	30	1,5	20
MCT2E	20	10	10	3000(R)	0,4	16	2	2,6	2	10	100		30	1,5	20
TIL116	20	10	10	2500	0,4	15	2,2	5	2	10	100		30	1,5	60
H11A5	30	10	10	1500	0,4	10	0,5	2	2	10	100		30	1,7	10
CNY17-1	40–80	10	5	7500	0,4	10	2,5	5,6*/4,1*		5*	75*	10*	70	1,65	60
MCT271	45–90	10	10	3000(R)	0,4	16	2	4,9*/4,5*	2*	5*	100*		30	1,5	20
MOC8100	50	1	5		0,5	1	0,1	20*	2*	10*	100*		30	1,4	1
H11A1	50	10	10	2500	0,4	10	0,5	2	2	10	100		30	1,5	10
H11A550	50	10	10	5656	0,4	20	2	5*	2*	10*	100		30	1,5	10
H11AV2,A	50	10	10	7500	0,4	20	2	5*	2*	10*	100*		70	1,5	10
TIL117	50	10	10	2500	0,4	10	0,5	5	2	10	100		30	1,4	16
TIL126	50	10	10	5000	0,4	10	1	2	2	10	100		30	1,4	10
CNY17-2	63–125	10	5	5000	0,4	10	2,5	5,6*/4,1*		5*	75*	10*	70	1,65	60
MCT275	70–210	10	10	3000(R)	0,4	16	2	4,5*/3,5*	2*	5*	100*		80	1,5	20
MCT272	75–150	10	10	3000(R)	0,4	16	2	6*/5,5*	2*	5*	100*		30	1,5	20
4N35	100	10	10	3500	0,3	10	0,5	4*	2*	10*	100*		30	1,5	10
4N36	100	10	10	2500	0,3	10	0,5	4*	2*	10*	100*		30	1,5	10
4N37	100	10	10	1500	0,3	10	0,5	4*	2*	10*	100*		30	1,5	10
H11A5100	100	10	10	5656	0,4	20	2	5*	2*	10*	100*		30	1,5	10
CNY17-3	100–200	10	5	5000	0,4	10	2,5	5,6*/4,1*		5*	75*	10*	70	1,65	60
H11AV1,A	100–300	10	10	7500	0,4	20	2	5*	2*	10*	100*		70	1,5	10
MCT273	125–250	10	10	3000(R)	0,4	16	2	7,6*/6,6*	2*	5*	100*		30	1,5	20
MCT274	225–400	10	10	2500(R)	0,4	16	2	9,1*/7,9*	2*	5*	100*		30	1,5	20

(R) = RMS (D) = DC * t_{on} · t_{off}

TABLA III - SALIDA CON TRANSISTOR

MOC8111	20	10	10		0,4	10	0,5	20m	2	10	100		30	1,5	10
MOC8112	50	10	10		0,4	10	0,5	20m	2	10	100		30	1,5	10
MOC8113	100	10	10		0,4	10	0,5	20m	2	10	100		30	1,5	10

TABLA IV - SALIDA CON TRANSISTOR SIN CONEXION DE BASE

H11AA1	20	±10	10	2500	0,4	±10	0,5						30	1,5	±10
H11AA2	10	±10	10	2500	0,4	±10	0,5						30	1,8	±10
H11AA3	50	±10	10	2500	0,4	±10	0,5						30	1,5	±10
H11AA4	100	±10	10	2500	0,4	±10	0,5						30	1,5	±10

TABLA V - ENTRADA AC - SALIDA CON TRANSISTOR

MOC119	300	10	2		1	10	10	10/50	2,5	10	100		30	1,5	10
TIL119	300	10	2	1500	1	10	10	300	2,5	10	100		30	1,5	10
MOC8030	300	10	1,5					13/60		50	100	10	80	2	10
MOC8020	500	10	5					13/60		50	100	10	50	2	10
MOC8050	500	10	1,5					13/60		50	100	10	80	2	10
MOC8021	1000	10	5					13/60		50	100	10	50	2	10

TABLA VI - SALIDA DARLINGTON SIN CONEXION DE BASE

Código	Relación de transferencia de corriente % Mín.	I_F mA	V_{CE} Volts	V_{ISO} Vac (Pk)	$V_{CE(sat)}$ Volts Máx.	I_F mA	I_C mA	t_r, t_f/t_{on}, t_{off} Typ µs	I_C mA	V_{CC} Volts	R_L Ω	I_F mA	$V_{(BR)CEO}$ Volts Mín.	V_F Volts Máx.	I_F mA
4N31	50	10	10	1500	1,2	8	2	2/25	50	10		200	30	1,5	10
4N29,A	100	10	10	2500	1	8	2	2/25	50	10		200	30	1,5	10
4N30	100	10	10	1500	1	8	2	2/25	50	10		200	30	1,5	10
H11B3	100	1	5	2500	1	1	1	125/100	10	10	100		25	1,5	50
H11B255	100	10	5	1500	1	50	50	125/100	10	10	100		55	1,5	20
MCA230	100	10	5	4000(D)	1	50	50	10/35		10	100	50	30	1,5	20
MCA255	100	10	5	4000(D)	1	50	50	10/35		10	100	50	55	1,5	20
H11B2	200	1	5	2500	1	1	1	125/100	10	10	100		25	1,5	10
MCA231	200	1	1	4000(D)	1,2	10	50	80	10	10	100		30	1,5	20
TIL113	300	10	1	1500	1	50	125	300	125	15	100		30	1,5	10
TIL127	300	10	1	5000	1	50	125	300	125	15	100		30	1,5	10
4N32,A	500	10	10	2500	1	8	2	2/60	50	10		200	30	1,5	10
4N33	500	10	10	1500	1	8	2	2/60	50	10		200	30	1,5	10
H11B1	500	1	5	2500	1	1	1	125/100	10	10	100		25	1,5	10
MOC8080	500	10	5	7500	1	1	1	35/95		10	100	5	55	1,5	10

TABLA VII - SALIDA DARLINGTON

disparo directo de SCR y triacs, eliminando toda la etapa de amplificación y conformación de pulsos.

Bastará que el fotodiac sea iluminado por el led emisor para que se produzca un pulso agudo con características que permitan directamente el disparo de tiristores.

En una versión más completa tenemos un foto-SCR como elemento sensor.

Mostrada en (f), esta versión puede ser usada para disparar un tiristor de mayor potencia en un control de fase o en el accionamiento directo de cargas en circuitos de corriente alternada.

En (g), tenemos el más completo de los acopladores sugeridos, en que el sensor es un fototriac con el circuito de pasaje por cero (zero-crossing detector), capaz de hacer el control de fase determinando el momento del disparo según la forma de onda de la corriente alterna controlada. Se trata de una versión ideal para circuitos de corriente alterna, pudiendo usárselo para disparar triacs de mayor potencia en el control de motores y otras cargas semejantes.

Completamos la serie con un emisor doble (h), en que el accionamiento se puede hacer con corriente alterna.

Damos a continuación las diversas tablas con características de tipos de acopladores ópticos fabricados por Motorola y por Texas Instruments.

TABLA I

En esta tabla tenemos acopladores con traics como receptores, todos de Motorola. La distribución de los pins es semejante a la de los tipos mostrados en la figura 3.

TABLA II

En la tabla II tenemos acopladores Motorola con Schmitt-trigger en la salida.

TABLA III

En esta tabla tenemos acopladores ópticos de Motorola con salida de transistor simple. La disposición interna es la de la figura 3(b), en que damos los diversos tipos posibles: 1-ánodo; 2-cátodo; 3-NC; 4-emisor; 5-colector; 6-base. Los emisores, en este caso, son del tipo infrarrojo.

TABLA IV

En esta tabla tenemos acopladores con transistores sin conexión de base (pin6-NC). Los acopladores son de Motorola.

TABLA V

En esta tabla tenemos acopladores para entrada AC (dos leds en oposición) y con salida en transistor. Los acopladores son de Motorola.

La distribución de los pins es la misma de la figura 3(h).

TABLA VI

Esta tabla nos da acopladores con transistores Darlington en la salida, pero sin conexión de base para el primer transistor (pin 6-NC).

Estos acopladores también son de Motorola.

TABLA VII

En esta tabla reunimos los principales tipos de Motorola con salida en transistores Darlington. La distribución de los pins es la de la figura 3 (c).

TABLA VIII

Tenemos finalmente una tabla para acopladores de Texas Instruments que re-

úne tipos con transistores simples y pares Darlington en la recepción.

Algunos términos de estas tablas merecen una explicación:

CTR - Current Transfer Ratio - relación de transferencia de corriente: es la relación entre la corriente de salida y la corriente de entrada de un optoacoplador para una polarización especificada.

dv/dT - tasa de variación de tensión: mide la capacidad de disparo de un triac, o sea, su velocidad de respuesta.

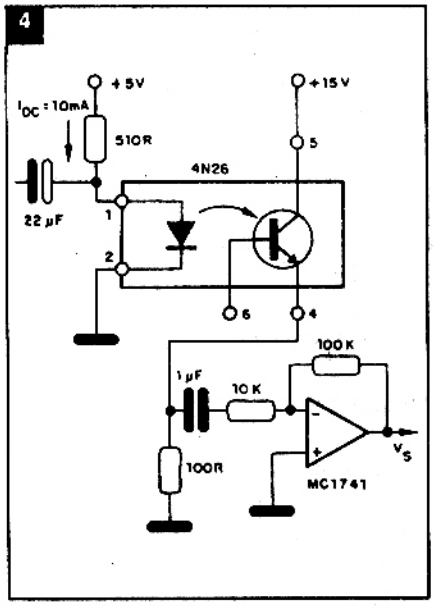
E - densidad de flujo luminoso medida en lumens por pie cuadrado.

Circuitos prácticos

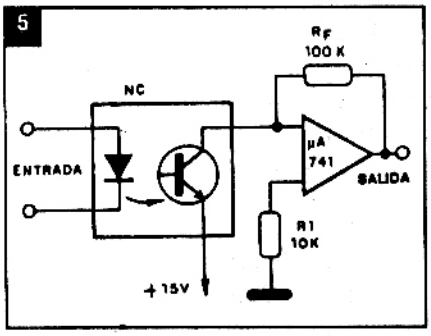
1. Acoplamiento a un amplificador operacional

Este circuito es sugerido por Motorola (figura 4), posibilitando la utilización de un acoplador óptico del tipo 4N26 conjun-

4

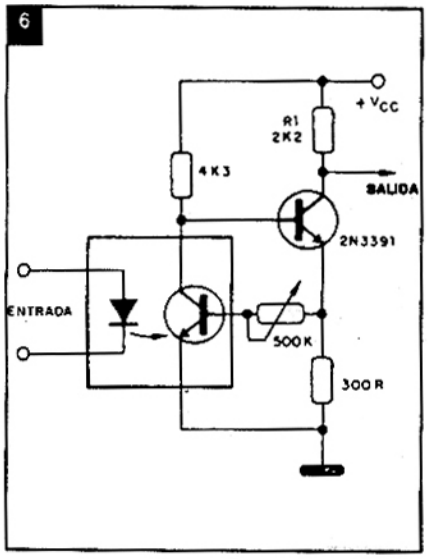


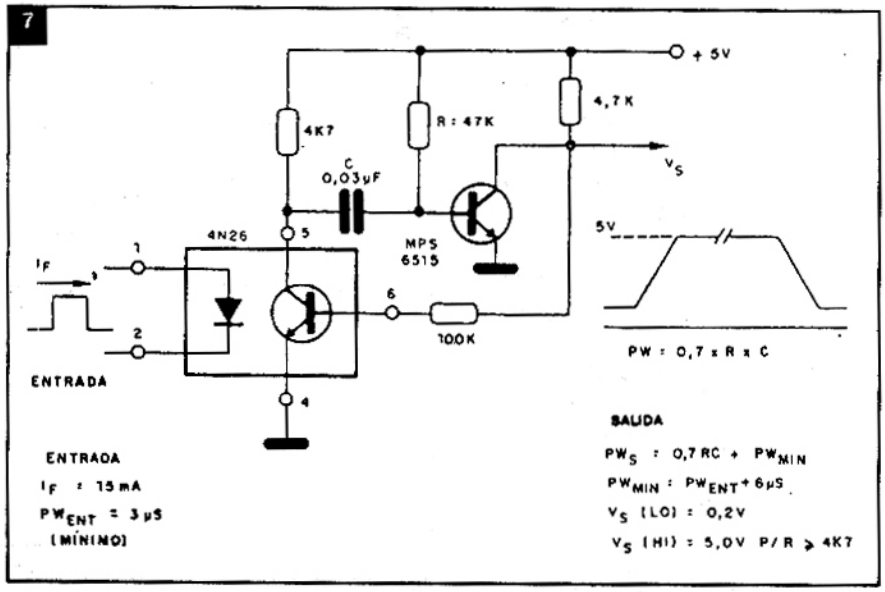
5

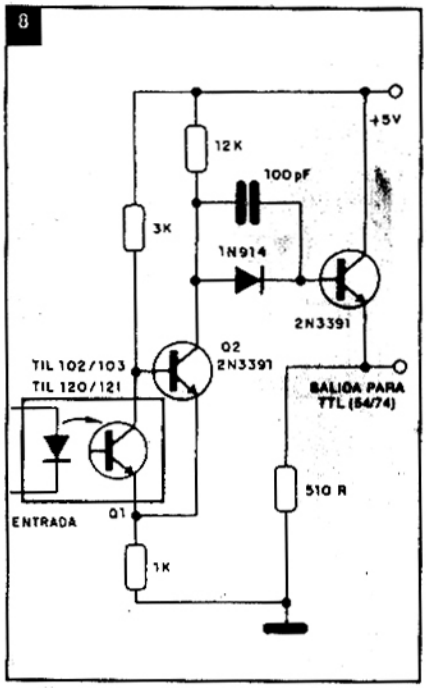


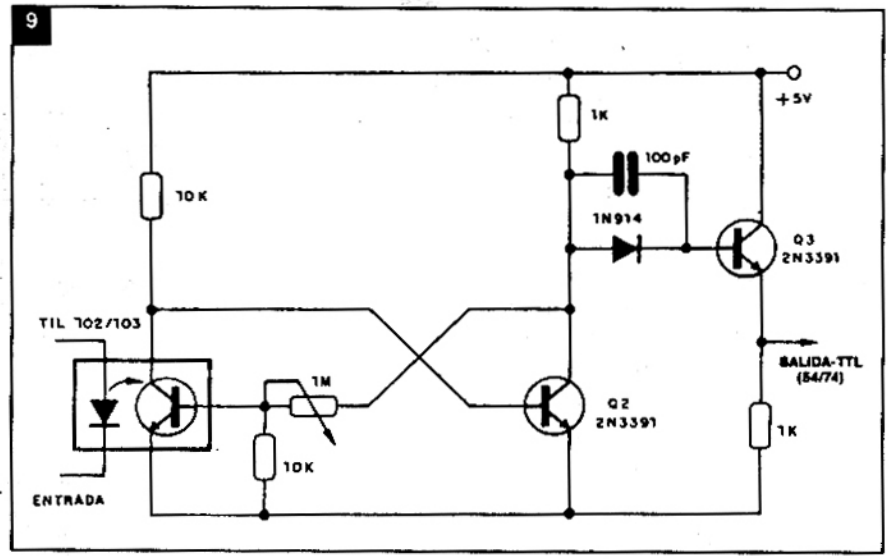
Código	TENSION DE AISLAMIENTO (kV) Pico	RMS	CTR Mínimo (%)	Características
3N261	1,0	–	50	JEDEC, CUBIERTA METALICA
3N62	1,0	–	100 (500 máx.)	
3N263	1,0	–	200 (1000 máx.)	
4N22	1,0	–	25	JEDEC, CUBIERTA METALICA
4N23	1,0	–	60	
4N24	1,0	–	100	
4N25	2,5	–	20	JEDEC, CUBIERTA METALICA
4N26	1,5	–	20	
4N27	1,5	–	10	
4N28	0,5	–	10	
4N35	3,55	2,5	100	JEDEC, CUBIERTA PLASTICA, DIP
4N36	2,5	1,75	100	
4N37	1,5	1,05	100	
4N47	1,0	–	50	JEDEC, CUBIERTA PLASTICA, DIP
4N48	1,0	–	100	
4N49	1,0	–	200	
MCT2	1,5	–	20	CUBIERTA PLASTICA, DIP
MCT2E	2,5	–	20	
TIL102	1,0	–	25	CUBIERTA METALICA
TIL103	1,0	–	100	
TIL111	1,5	–	13	CUBIERTA PLASTICA, DIP
TIL112	1,5	–	2	
TIL113	1,5	–	300	
TIL114	2,5	–	13	
TIL115	2,5	–	2	
TIL116	2,5	–	20	
TIL117	2,5	–	50	
TIL118	1,5	–	10	
TIL119	1,5	–	300	
TIL119A	1,5	–	300	La versión "A" no tiene la conexión de base
TIL120	1,0	–	25	CUBIERTA METALICA
TIL121	1,0	–	50	
TIL124	5,0	–	10	ALTA TENSION, CUBIERTA PLASTICA
TIL125	5,0	–	20	
TIL126	5,0	–	50	
TIL127	5,0	–	300	ALTA TENSION, DARLINGTON CUBIERTA PLASTICA, DIP
TIL128	5,0	–	300	
TIL128A	5,0	–	300	La versión "A" no tiene la conexión de base
TIL153	3,54	2,5	10	Alta tensión cubierta plástica UL file E-65085
TIL154	3,54	2,5	20	
TIL155	3,54	2,5	50	
TIL156	3,54	2,5	300	ALTA TENSION, DARLINGTON UL FILE E-65085, CUBIERTA PLASTICA
TIL157	3,54	2,5	300	
TIL 157A	3,54	2,5	300	La versión "A" no tiene la conexión de base

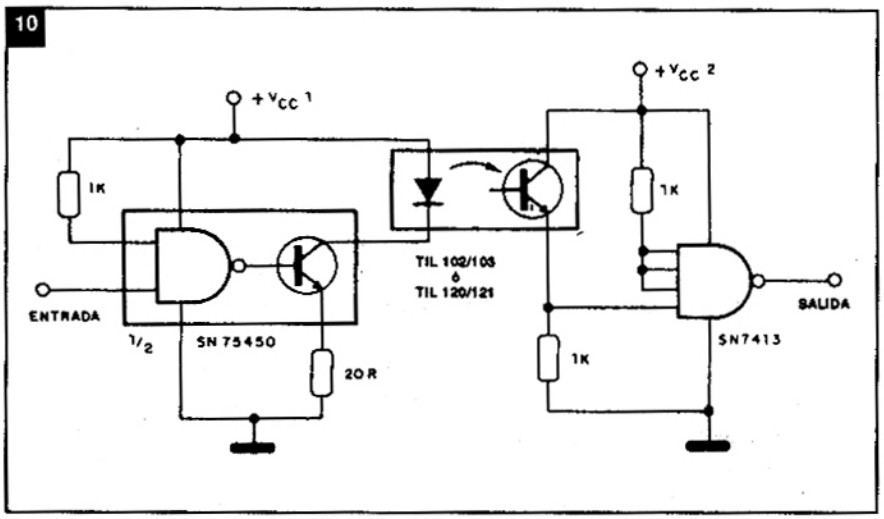
TABLA VIII TENSION DE AISLAMIENTO (kV)











tamente con un amplificador del tipo MC1741 (741), con una ganancia de 10 veces.

La señal AC aplicada al emisor (led) debe tener una amplitud de pico de 5 mA, sirviendo para modular el haz de luz que, entonces, aparece en la forma de una señal equivalente en la salida del amplificador operacional.

Observe que, no obstante la existencia de una corriente de polarización de 10 mA en el emisor, solamente la componente AC aparece en la salida del operacional.

2. Amplificador de pulsos

Este circuito (figura 5), sugerido por Texas Instruments, opera con pulsos y tiene por base un amplificador operacional. El resistor de realimentación R_F determina la ganancia del circuito.

Un amplificador de pulsos con componentes discretos es sugerido también por Texas y usa apenas transistores (figura 6).

3. Prolongador de pulsos

Este interesante circuito (figura 7), sugerido por Motorola, aumenta la duración de un pulso producido a partir del estímulo aplicado a un optoacoplador.

La duración del pulso (Pulse Width = PW) está dada por la expresión:

$$PW = 0,7 \times R \times C$$

Con los valores indicados en el diagrama, un pulso de 3µs de duración en el emisor y 15mA de intensidad, disparará el circuito. El pulso de salida tiene un ancho de 0,7 x R x C = PW1 + 6 us, donde PW1 es el ancho del pulso de entrada y 6 µs es el retardo que ocurre en la acción del acoplador óptico. La amplitud del pulso de salida será en función de la tensión de alimentación e independiente de las características de la señal de entrada.

El MPS6515 es un transistor de baja potencia de conmutación que podrá ser sustituido por equivalentes.

4. Interfaseamiento TTL

En la figura 8 tenemos un circuito de Texas Instruments para el interfaseamiento TTL usando transistores discretos.

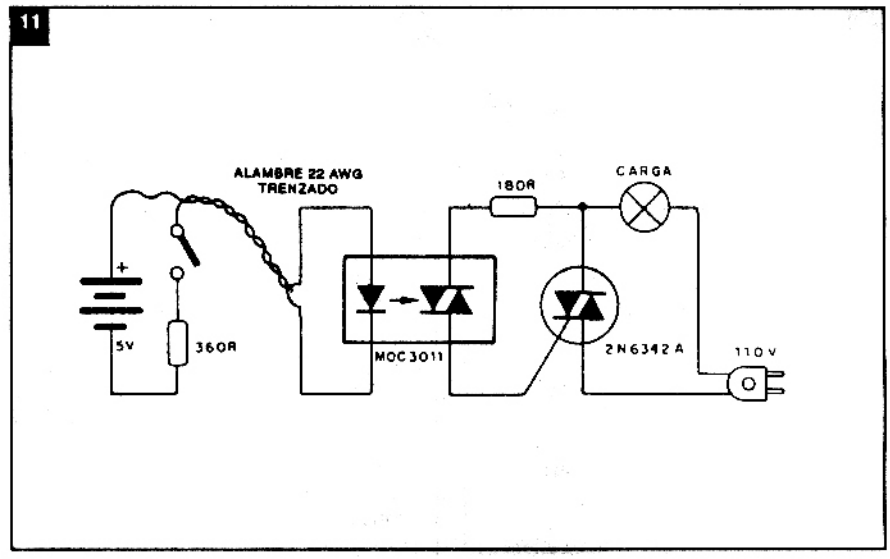
Los dos transistores, en este circuito, forman un Schmitt-trigger con características de salida compatibles TTL. Observe que la alimentación es de 5V.

Otro Schmitt-trigger compatible TTL aparece en la figura 9, usando también transistores discretos.

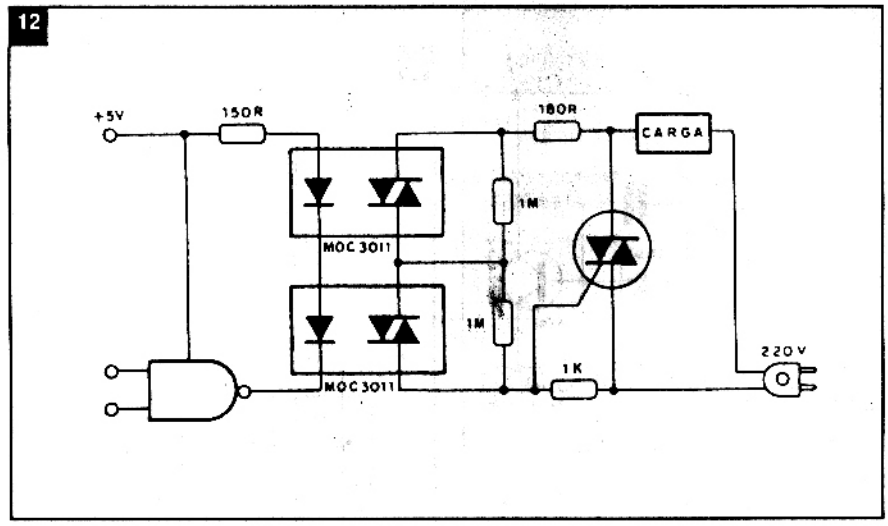
Este circuito posee un ajuste que permite fijar la corriente en la ausencia de señal y también el nivel de salida.

En los dos circuitos los transistores son de conmutación, pudiendo ser sustituidos por equivalentes.

11



12



5. Transmisión de datos TTL

El circuito mostrado en la figura 10 es sugerido por Texas Instruments y permite la transmisión de datos en dispositivos TTL.

El led precisa de por lo menos 20mA para el accionamiento, lo que está bien por debajo de los límites máximos del transistor existente en el 75450.

6. Disparo de cargas en la red de 110/220V

Con un optodiac tenemos el circuito de la figura 11, sugerido por Motorola, en que hacemos el control directo de una carga resistiva (una lámpara) en la red de 110V.

El disparo se hace en forma remota a partir de la fuente de 5V, completamente aislada. El MOC3011 no es indicado para ser usado en la red de 220V. Para aplicaciones en redes de tensión más alta, debe usarse una red de resistores para ecualizar la tensión, como muestra la figura 12.

Bibliografía

- Optoelectronics Databook - Texas Instruments - 1983/1984
- Optoelectronics Theory and Practice - Texas Instruments - 1976
- Optoelectronics Device Data - Motorola Inc. - 1987

AUTOALARMA CON TRANSMISOR DE "BIP"

En todo el mundo, las autoalarmas se han convertido en equipos indispensables de los vehículos, ya que el número de hurtos ha aumentado mucho. Sin embargo, las alarmas comunes que ponen en funcionamiento sirenas o la bocina, no son ya eficientes, pues el alejarnos del auto dejamos de oír el rudio producido por un intento de robo. Este montaje ofrece, además de una alrma bastante ruidos, un transmisor que envía una señal de "bips" a un receptor de radio, que usted lleva a donde vaya.

Por Wagner P. Santos

La base del proyecto es la unión de un sistema de alarma eficiente a un potente transmidor cuya señal puede ser capatada por un receptor colocado en condiciones apropiadas. El usuario activa la alarma y después puede alejarse tranquilamente de su auto. En el receptor recibirá la señal de alerta en caso de violación del vehículo, en forma de "bips" espaciados de buen volúmen.

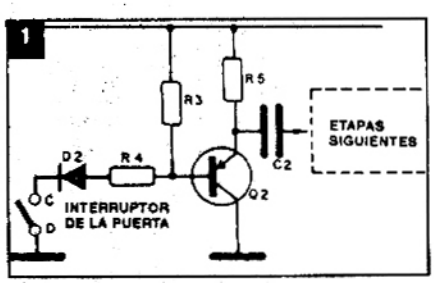
Las características principales del proyecto son:

a) Transmisor

* Alimentación de 12V a partir de la propia batería del vehículo;
* Tiempos de accionamiento ajustables;
* Accionamiento externo por medio de "reed-switch"

b) Receptor

* Alimentación de 6V;
* Control de carga por relé (carga de potencias externas opcionales).



Accionando la alarma, puede dormir también tranquilamente, teniendo a su lado el receptor conectado (use fuente, en este caso). Si alguien intenta llevarse el vehículo, dispararán tanto la alarma en su cabecera como la bocina.

Cómo funciona

Comenzamos el análisis del circuito por las entradas sensoras que usan dos transistores, siendo uno PNP y el otro NPN.

El transistor PNP (Q2) es activado por los interruptores de las puertas del auto. Caundo abrimos las puertas, el punto C del circuito es puesto a tierra (conectado a D), de modo que haya la conducción del transistor y con ello la producción de un pulso que conmuta el monoestable de temporización (figura 1).

El segundo transistor (Q1) es usado para que sea activado por un interruptor de presión ("push-button") o hasta incluso "reed-switches".

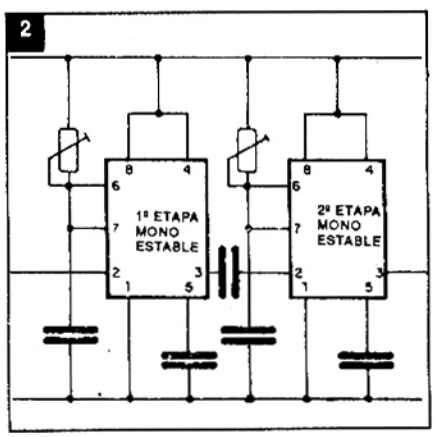
Estos podrán ser instalados en lugares estratégicos del auto, como por ejemplo en el asiento del conductor.

La etapa de temporización tiene por base dos integrados 555 en la configuración de monoestable y además un astable con dos transistores.

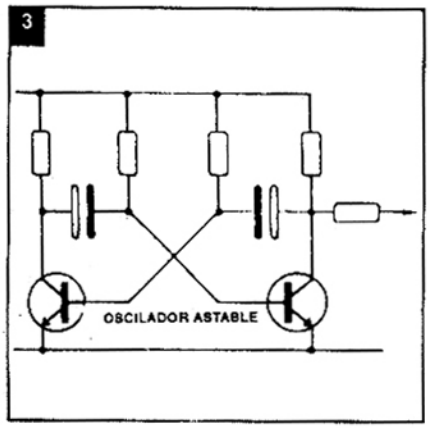
El primer monoestable tiene su tiempo de actuación determinado por R7 y C3, debiendo estar alrededor de 15 segundos.

La salida de este temporizador debe activar la próxima etapa que consiste en un monoestable que determina el tiempo en que la alarma debe quedar tocando después del disparo. El tiempo no debe ser superior a 1 minuto, debiendo ser determinado por R8 y C6 (figura 2).

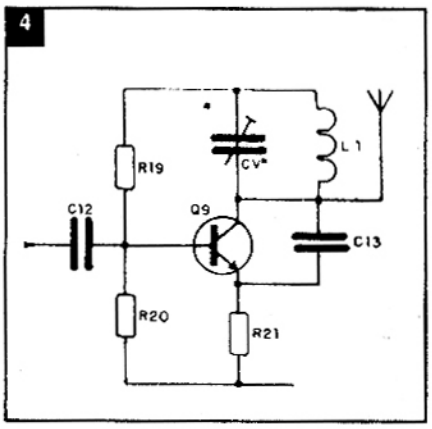
La señal de salida de CI-2 (hivel HI) alimenta un multivibrador astable que tiene por base los transistores Q3 y Q4. La finalidad de este multivibrador es producir la alternancia del toque del disparo de la bocina, oscilando en una frecuencia



3



4



muy baja, entre 0,1 y 1 Hz. La señal de oscilación de este multivibrador es amplifiada por una etapa Darlington que alimentará el relé que, a su vez, controlará la bocina del auto (figura 3).

El circuito transmisor tiene por base un transistor de potencia de RF del tipo 2N2218. Este transistor permite la obtención de una potenica de RF del orden de 800 mW, lo que significa, en buenas condiciones de recepción, un alcance superior a 500 metros (figura 4).

La modulación de la etapa de RF se hace por medio de un multivibrador que produce un tono de audio. Tanto el multivibrador como la etapa transmisora sólo entran en acción cuando la salida del segundo temporizador es llevada al nivel HI.

El accionamiento de la alarma cuando el propietario tiene que dejar el vehículo se hace a través de un reed-switch. Colocado junto a uno de los vidrios, basta pasar la llave con un imán en sus proximidades para activar el sistema.

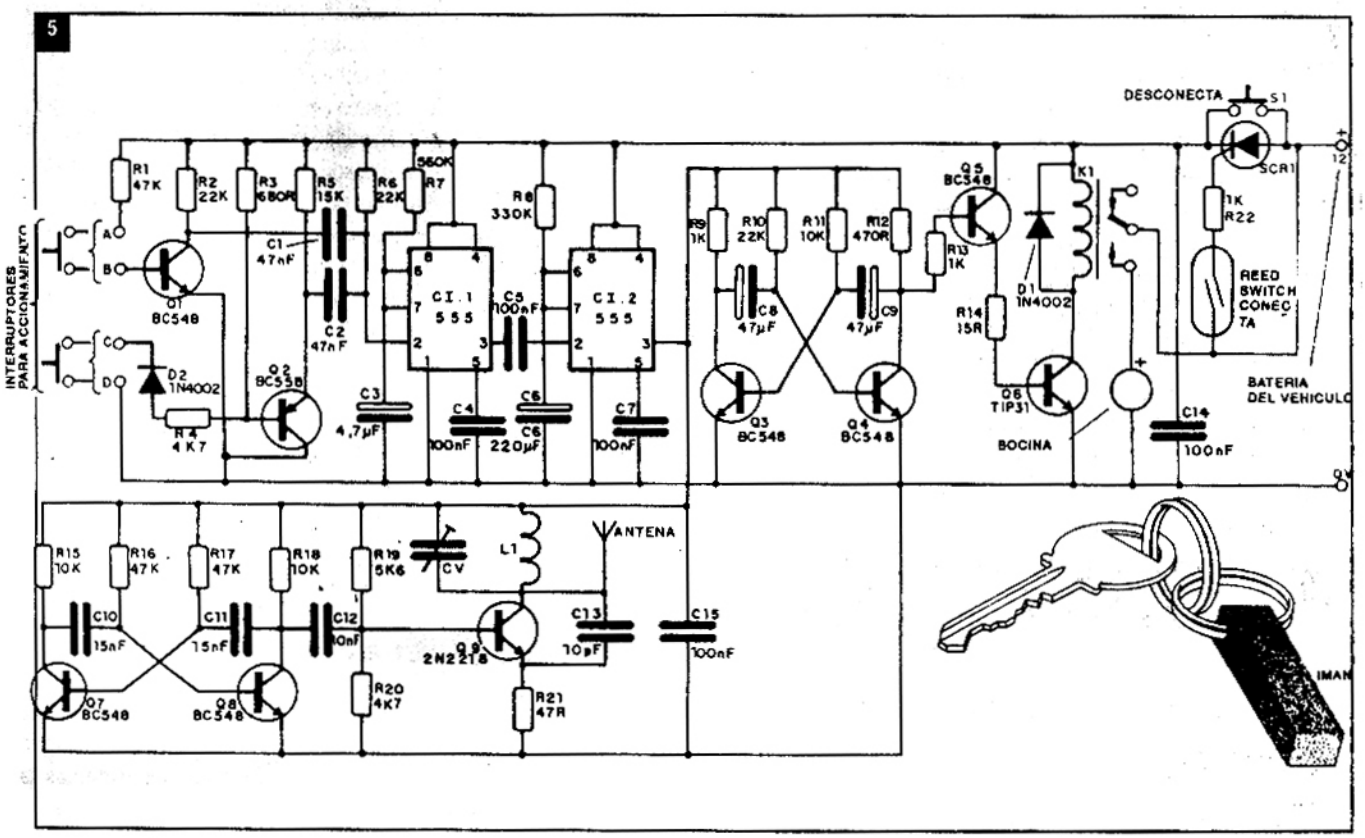
El receptor funciona de la siguente manera: la etapa de entrada consiste en un detector super-regenerativo que opera en la misma frecuencia del transmisor (alrededor de 27 MHz). En esta etapa tenemos dos ajustes: el de la frecuencia del receptor hecho en trimmer CV y el del punto de mayor sensibilidad hecho en el trimpot P1.

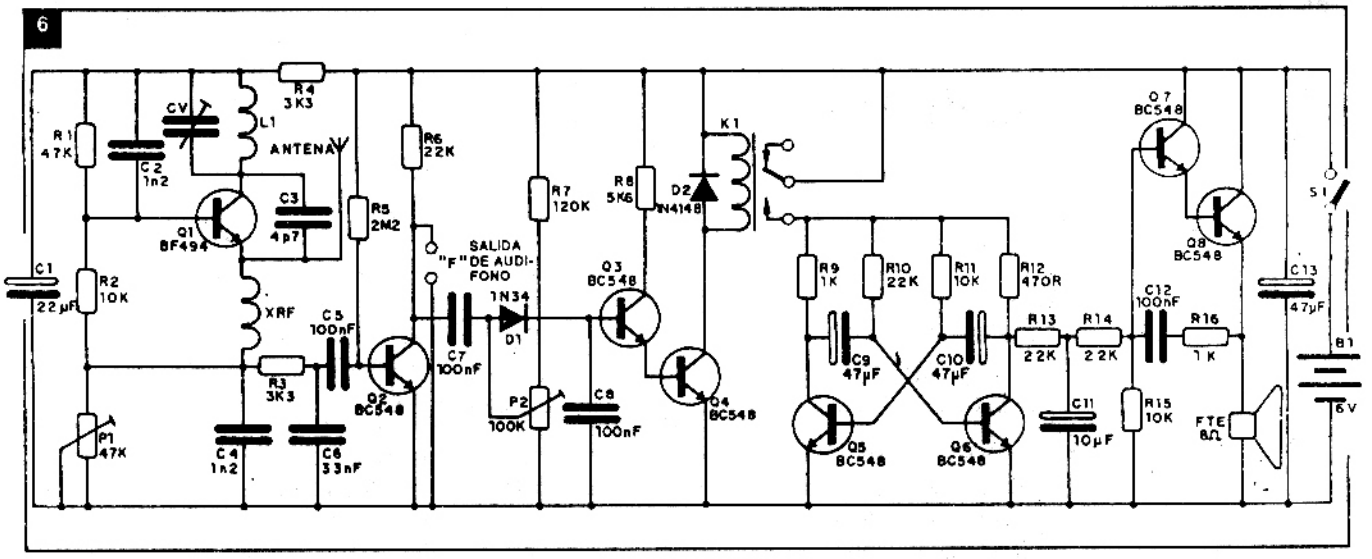
La señal de audio obtenida a partir de esta etapa es amplificada siendo llevada a una etapa de accionamiento del relé con dos transistores (Q3 y Q4).

La polarización de esta etapa para que se obtenga el umbral del disparo se hace en el trimpot P2 que es el tercer ajuste del receptor.

La señal de audio recibida dispara entonces el relé que alimenta un multivibrador astable con dos transistores (Q5 y Q6). Este multivibrador opera en una frecuencia muy baja, sirviendo de modulador para un oscilador de audio con los transistores Q7 y Q8. La frecuencia de audio es determinada por C9 y C10. El capacitor C12 tiene por finalidad producir el efecto de sirena. Con su reducción a valores bien bajos tendremos la producción de "bips" a intervalos.

5





La señal de audio, es aplicada a un parlante, obtendiéndose con esto un buen volúmen.

Vea que una característica importante de este circuito es que en la condición de espera, estando el relé desactivado, no hay emisión de ningún tipo de sonido. Si usamos una radio común, en la condición de espera tendremos el silbido natural correspondiente al ruido de fondo.

Los componentes

Todos los componentes son comunes, no habiendo dificultades para su obtención. Los transistores de RF son del tipo 2N2218, pero pueden usarse los BF494B con modificaciones para menor alcance. el reed-switch es de solamente 1 polo.

Todos los resistores son de 1/8 ó de 1/4W y los capacitores de menor valor pueden ser cerámicos o de poliéster, según especificación de la lista de materiales.

Las bobina L1 tanto del transmisor como del receptor deben ser iguales, consistiendo en 6 vueltas de alambre 22 ó 25 (0,6438 mm ó 0,4547 mm. de diámetro) en horma de 1 cm. de diámetro.

Los trimers son comunes de 3-30 pF o alrededor de eso.

El choque de RF consiste en 40 ó 60 vueltas de alambre fino esmaltado AWG 32 (0,2019 mm) en un resistor de 100k x 1/4W ó incluso 1/2W.

Montaje

En la figura 5 tenemos el circuito completo de la alarma con transmisor y en la figura 6 el circuito del receptor.

En el montaje observe las posiciones de los componentes, use zócalos para los circuitos integrados e instale las bobinas con el máximo de cuidado.

En la figura 7 damos las placas de circuito impreso tanto del transmisor como del receptor.

La antena consiste en un trozo de alambre de acero o alambre común de 40 cm. de largo. Puede usarse antena telescópica.

En el caso del auto, esta antena debe quedar colocada de modo que haya salida de señal del vehículo, ya que la estructura del mismo actúa como blindaje. Junto al vidrio del lado interno es la mejor posición.

En la figura 8 damos una sugerencia de caja para montaje.

En la figura 9 damos pormenores de las bobinas.

Pruebas y ajustes

Un audífono de cristal (¡otro no sirve, cuidado!) puede conectarse al receptor para la prueba, o bien un amplificador de audio, como muestra la figura 10, en que tenemos también un circuito para este fin.

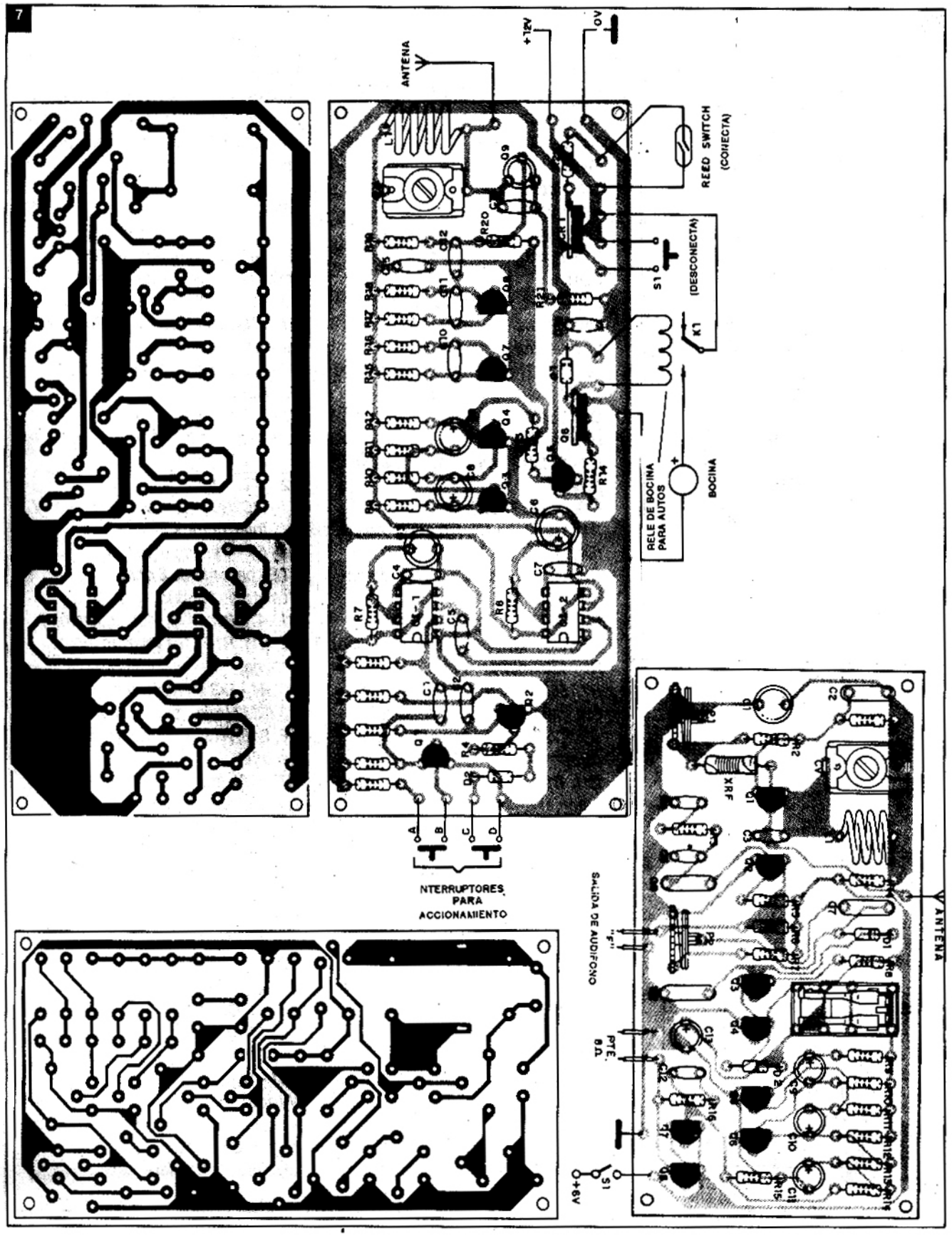
Conecte la alarma aproximando un imán al reed-switch y accione uno de los sensores. En este momento debemos ajustar el trimmer CV del recptor y al mismo tiempo P1 para captar un silbido con el máximo de intensidad.

Cuando se obtenga la máxima intensidad, debemos alejarnos del transmisor para verificar su alcance. Si el silbido desaparece enseguida, es que captamos una señal armónica, y no la fundamental. El ajuste debe entonces rehacerse hasta que el alcance sea normal. Si no lo consiguen, intente primero apretar la bobina del transmisor y luego alejar sus ESPIRAS, pueden no coincidir las frecuencias. En último caso intente disminuir el número de vueltas de la bobina del transmisor.

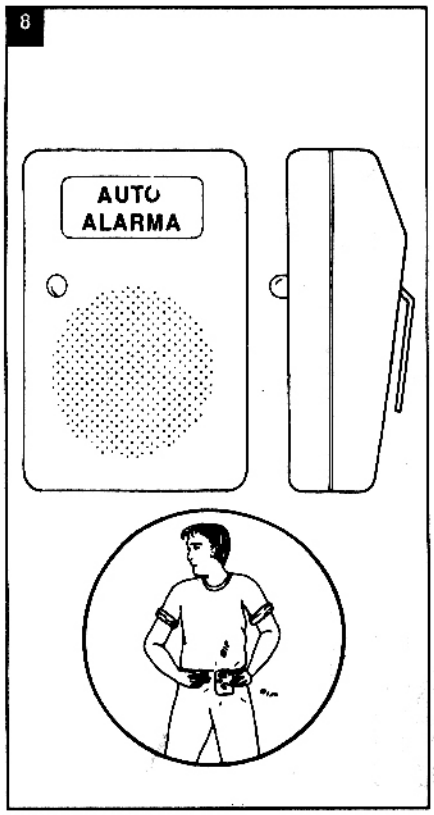
Si capta estaciones comerciales en el recptor (usando audífono o amplificador como monitor) cambie su frecuencia de operación.

Una vez obtenida la señal máxima, ajuste P2 en la posición en que el relé quede en el límite de disparo. Vaya girando P2 hasta verificar si el mismo cierra. Preste atención a las láminas de su interior. Cuando el mismo cierre con un chasquido, gire ligeramente el ajuste para que el mismo se mantenga abierto.

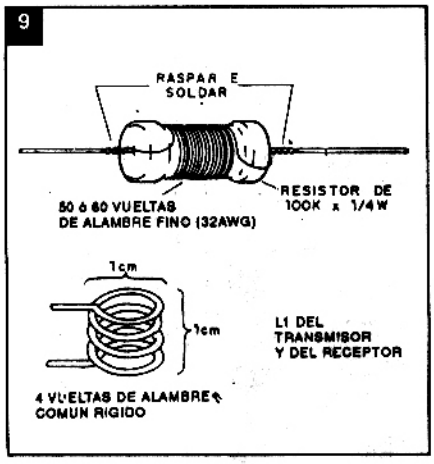
ATENCION: el mejor sonido se obtiene cuando el relé no traba, o sea, desconecta normalmente cuando desconectamos la alarma en el interruptor de presión S1.


7
ANTENA
+12V
0V
REED SWITCH
(CONECTA)
(DESCONECTA)
S1
K1
BOCINA
RELE DE BOCINA
PARA AUTOS
NTERRUPTORES
PARA
ACCIONAMIENTO
SALIDA DE AUDIFONO
"F"
PTE.
8Ω
+8V
ANTENA

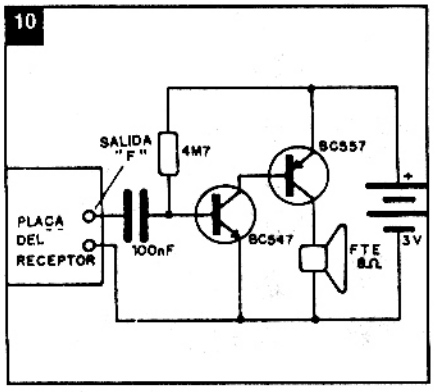
8



9



10



LISTA DE MATERIALES

TRANSMISOR

CI-1, CI-2 - 555 - circuito integrado timer
SCR1 - MCR106 ó TIC 106
Reed-switch - reed-switch común para accionamiento por imán o electroimán
L1 - relé de bocina para autos
S1 - interruptor de presión (push-button)
Q1, Q3, Q4, Q5, Q7, Q8 - BC548 ó equivalente transistores NPN de uso general
Q2 - BC558 ó equivalente - transistor PNP de uso general
Q6 - TIP31 - transistor de potencia NPN
Q9 - 2N2218 - transistor de potencia para RF

Resistores (1/8W):
R1, R16, R17 - 47k (amarillo, violeta, naranja)
R2, R6, R10 - 22k (rojo, rojo, naranja)
R3 - 680R (azul, gris, marrón)
R4, R20 - 4k7 (amarillo, violeta, rojo)
R5 - 15k (marrón, verde, naranja)
R7 - 560k (verde, azul, amarillo)R8 - 30k (naranja, naranja, amarillo)
R9, R13, R22 - 1k (marrón, negro, rojo)
R11, R15, R18 - 10k (marrón, negro, naranja)
R12 - 470R (amarillo, violeta, marrón)
R14 - 15R (marrón, verde, negro)
R19 - 5k6 (verde, azul, rojo)
R21 - 47R (amarillo, violeta, negro)

Capacitores
C1, C2 - 47nF - cerámicos
C3 - 4,7µF x 16 ó 25V - electrolítico
C4, C5, C7, C14, C15 - 100 nF cerámicos
C6 - 220µF x 16 ó 25V - electrolítico
C8, C9 - 47 uF x 16 ó 25V - electrolítico
C10, C11 - 15nF - cerámicos
C12 - 10 nF - cerámico
C13 - 10 pF - cerámico o plate

Varios: interruptor para accionamiento, cables para instalación, caja, placa de circuito impreso, zócalos para CI tipo Molex, soldadura, etc.

RECEPTOR

Q1 - BF494 - transistor de RF
Q2 a Q8 - BC548 ó equivalente - transistores NPN de uso general
D1 - 1N34 ó equivalente - diodo de germanio
D2 - 1N4148 ó equivalente - diodo de silicio
L1 - bobina (ver texto)
XRF - choque de RF (ver texto)
P1 - 47k - trimpot
P2 - 100k - trimpot
K1 - MC2RC1 - relé Metaltex para 6V
S1 - interruptor simple
B1 - 6V - 4 pilas pequeñas
PTE - parlante de 8 ohm

Resistores (1/8W):
R1 - 47k (amarillo, violeta, naranja)
R2, R11, R15 - 10k (marrón, negro, naranja)
R3, R4 - 3k3 (naranja, naranja, rojo)
R5 - 2M2 (rojo, rojo, verde)
R6, R10, R13, R14 - 22k (rojo, rojo, naranja)
R7 - 120k (marrón, rojo, amarillo)
R8 - 5k6 (verde, azul, rojo)
R9, R16 - 1k (marrón, negro, rojo)
R12 - 470R (amarillo, violeta, marrón)

Capacitores:
C1 - 22 µF x 12V - electrolítico
C2, C4 - 1n2 - cerámicos
C3 - 4,7 pF - cerámico
C5, C7, C8, C12 - 100 nF - cerámicos
C6 - 33 nF - cerámicos
C9, C10, C13 - 47µF - electrolíticos
C11 - 10 µF - electrolítico

Varios: placa de circuito impreso, soporte para 4 pilas pequeñas, resistor de 100k x 1/4W para XRF, alambres, soldadura, etc.

GENERADOR DE RUIDO BLANCO

Para determinadas pruebas de audio, o bien para la obtención de efectos especiales en música electrónica o grabación de cintas, un generador de ruido blanco puede ser de gran utilidad. El circuito que describimos bastante simple, sirve para muchas de estas aplicaciones, pudiendo ser usado aisladamente o como parte de un proyecto mayor. Los componentes usados como base son transistores de uso general, lo que hace bastante accesible su realización práctica. Por otra parte, recomendamos su lectura al principiante, debido a la explicación muy instructiva que precede al montaje.

Qué es el ruido blanco? Evidentemente, si usted no sabe responder esta pregunta, no sabrá ni para qué sirve nuestro generador y mucho menos cómo funciona.

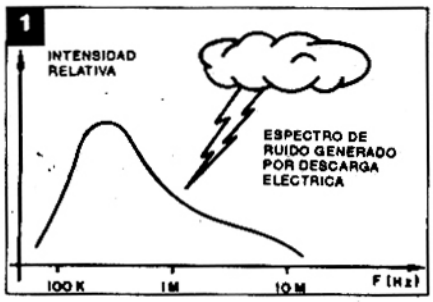
Podemos definir el ruido como una señal que no posee una frecuencia definida, pero que sí tiene componentes de todas las frecuencias posibles de una determinada banda. El tipo más común de ruido es de naturaleza atmosférica, provocado por descargas eléctricas, que poseen componentes en una amplia banda del espectro, generadas de modo aleatorio, como sugiere la figura 1.

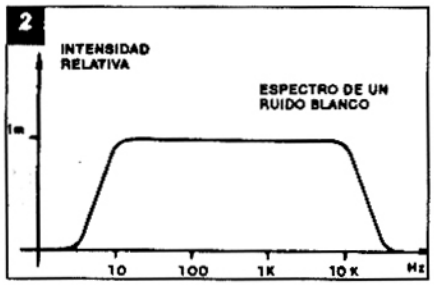
Sintonizada una radio fuera de estación, en la banda de 200 kHz hasta más de 10 MHz, podemos captar las componentes de este ruido, con intensidad que decrece a medida que la frecuencia aumenta.

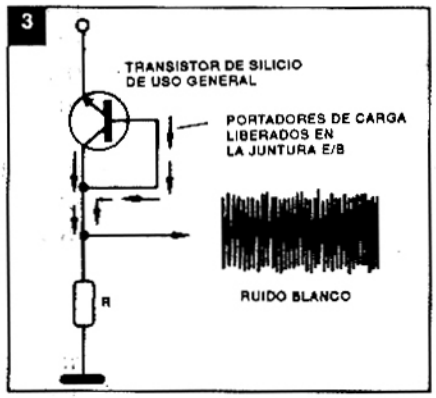
En audio, podemos dar como ejemplo de ruido el "silbido" provocado por la propia agitación térmica de las moléculas que hacen parte de los componentes electrónicos. Es el "ruido térmico" que posee componentes en una amplia banda del espectro audible.

Para la utilización del ruido, mientras tanto es conveniente que en ciertas aplicaciones, el mismo tenga algo más que una distribución aleatoria de componentes en una banda del espectro.

Si vamos a utilizar el ruido como fuente de señal para analizar un circuito, es interesante que el mismo tenga una amplitud constante en la banda del espectro considerada. Esta es justamente la característica que define lo que denominamos "ruido blanco". Se trata de un tipo de señal que no posee frecuencia fija, pero sí se extiende por una amplia banda del espectro; en esta banda, en cada porción que tomenos al azar, la señal tendrá la misma amplitud (figura 2).







El generador que describimos produce una señal con estas características, siendo ideal para determinar la curva de respuesta de amplificadores o incluso para la produción de efectos especiales.

El circuito

Dijimos que una de las fuentes de ruido de un circuito electrónico es la propia agitación de sus moléculas en función de la temperatura. Cualquier cuerpo que esté en una temperatura por encima del cero absoluto (-273°C) produce ruidos debido a la agitación de sus átomos.

En un semiconductor, esta agitación puede causar la liberación de portadores de cargas y en consecuencia la aparición de una cierta corriente de fuga.

Si polarizamos un transistor inversamente, de modo que su juntura no conduzca ninguna corriente, aún así notaremos la circulación de una pequeña cantidad de portadores de cargas que se debe a la agitación térmica. No es preciso

decir que esta corriente depende de la temperatura, pero es importante que los portadores sean liberados aleatoriamente, generando así una corriente no continua, pero sí pulsante de frecuencia que se extiende por todo el espectro (figura 3).

Los diodos de silicio, o la juntura entre el colector y la base de un transistor, son pues excelentes "generadores" de ruido blanco.

Está claro que esta señal es muy débil, pues corresponde a portadores de cargas prácticamente aislados (electrones o lagunas), por lo que necesita de una buena amplificación.

Así, usando un transistor común polarizado inversamente, tenemos el generador de ruido, y con dos más tenemos las etapas de amplificación.

Un potenciómetro nos permite hacer una cierta "ecualización" de este ruido, cortando componentes en la extremidad superior del espectro, donde un amplificador puede presentar una ganancia mayor.

Montaje

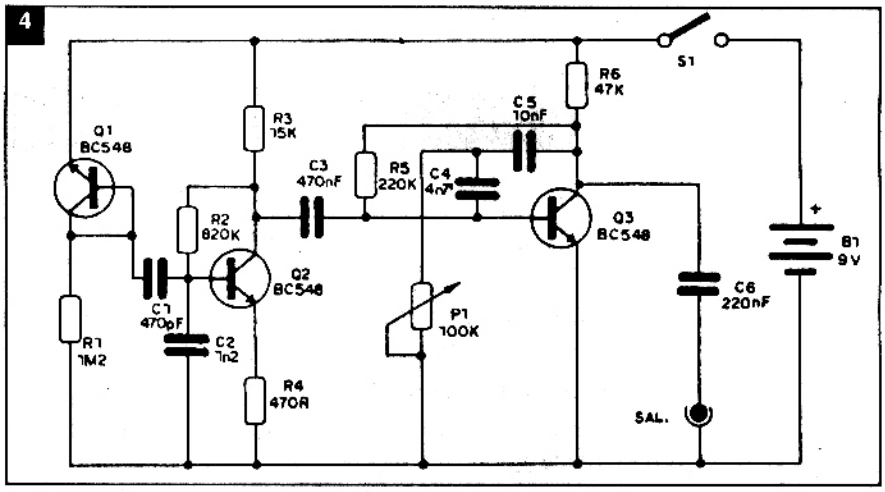
El diagrama completo del aparato aparece en la figura 4.

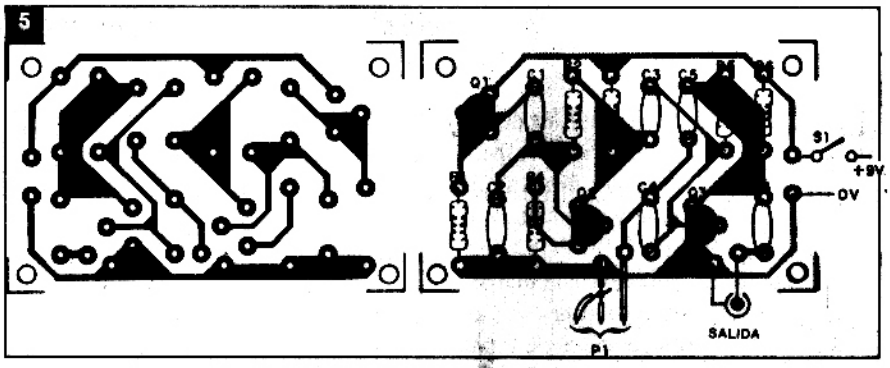
La placa de circuito impreso, que se puede instalar en una cajita de plástico, aparece en la figura 5.

Los transistores pueden ser cualquier NPN de uso general de silicio. Como equivalentes a los BC548 tenemos los BC237, BC238, BC547, etc.

Los resistores son todos de 1/8 ó 1/4W con 5 ó 10% de tolerancia y los capacitores pueden ser de poliéster o de cerámica.

La alimentación se hace con una batería única de 9V o bien, si prefiere, con una fuente de 9 a 12V.





La salida tiene una señal de baja intensidad, alrededor de 100mV de amplitud debiendo ser aplicada a la entrada de cualquier amplificador de audio.

El cable de salida debe ser blindado para que se evite la captación de zumbidos. P1 es un potenciómetro lineal o log que puede poseer en su estructura el interruptor simple S1.

Prueba y uso

Para probar el generador bastará conectar la salida a la entrada de cualquier buen amplificador de audio y después accionar S1.

La señal debe ser reproducida claramente en el amplificador de audio. Ajuste P1 para modificar esta señal.

Comprobado el funcionamiento solo queda utilizar la unidad. Un interruptor de presión en serie con R6 permite simular un tiro "espacial" cuando se lo presiona, para usarlo como complemento de algún juego.

El capacitor C2 puede ser alterado para hacer más aguda la señal de este generador. Con su reducción, podemos aumentar la intensidad de la señal en la parte más alta del espectro.

LISTA DE MATERIALES

Q1, Q2, Q3 - BC548 ó equivalentes - transistores NPN de uso general
P1 - 100k - potenciómetro lin o log
S1 - interruptor simple
B1 - 9V - batería
C1 - 470pF - capacitor cerámico
C2 - 1n2 - capacitor cerámico o de poliéster
C3 - 470nF - capacitor cerámico o de poliéster
C4 - 4n7 - capacitor cerámico o de poliester
C5 - 10nF - capacitor cerámico o de poliester
C6 - 220nF - capacitor cerámico o de poliéster
R1 - 1M2 - resistor (marrón, rojo, verde)
R2 - 820k - resistor (gris, rojo, amarillo)
R3 - 15k - resistor (marrón, verde, naranja)
R4 - 470ohm - resistor (amarillo, violeta, marrón)
R5 - 220k - resistor (rojo, rojo, amarillo)
R6 - 47k - resistor (amarillo, violeta, naranja)
Varios: placa de circuito impreso, caja para montaje, perilla para el potenciómetro, conector para batería de 9V, alambre blindado, enchufe de salida, soldadura, etc.

FUENTE CON PROTECCION CONTRA CORTOS

Es una fuente de alimentación muy especial, por ser a prueba de cortocircuitos accidentales. Su mayor utilidad se revela en el taller, principalmente para los que se dedican a arreglar aparatos. Esta fuente proporciona corrientes de hasta 2A en una banda de tensión de 0-12V.

por Antonio Carlos R. de Freitas

En el banco de trabajo de cualquier experimentador o reparador de equipos electrónicos no debe faltar una fuente de alimentación. la fuente descripta en este artículo, además de su simplicidad, tiene por característica importante que puede entregar corrientes de hasta 2A en cargas de cualquier tensión entre 0 y 12V, y además que tiene un sistema de protección contra cortocircuitos.

Esta protección, en especial, revela su importancia en manos de los experimentadores y reparadores menos cuidadosos.

El circuito

La fuente tiene la estructura convencioanl que aparece de modo simplificado en la figura 1.

La primera etapa o bloque representa el transformador que reduce al tensión de la red para 12V bajo corriente de hasta 2A. En la salida de este transformador tenemos una tensión alterna por lo que no podemos usarla directamente en la alimentación de la mayoría de los aparatos electrónicos.

La segunda etapa hace la rectificación de la corriente, usando para este fin 4 diodos en puente. como en esta configuración los diodos conducen solamente la mitad de los semiciclos de alimentación, su corriente especificada puede ser solamente al mitad de la corriente máxima de la fuente, o sea, 1A. Usamos entonces los diodos del tipo 1N4004 ó sus equivalente de mayor tensión.

Tenemos a continuación el bloque de filtrado que lleva un capacitor electrolítico. Este capacitor debe tener el mayor valor posible para evitar las ondulaciones que ocasionan zumbidos en los equipos de audio alimentados.

Se recomienda valores por encima de 1500µF.

El bloque siguiente es el de la etapa de regulación que tiene por función mantener la tensión en el nivel deseado, según la carga que está alimentándose.

Esta etapa tiene por base un transistor de potencia, por donde pasa la corriente principal, un diodo zener que da la referencia de tensión, y un potenciómetro donde se hace su ajuste.

Se conecta en la salida un instrumento de hierro móvil para saber cuál es la tensión que está disponible.

Tenemos finalmente el bloque de protección contra cortos que tiene como base un transistor y dos diodos.

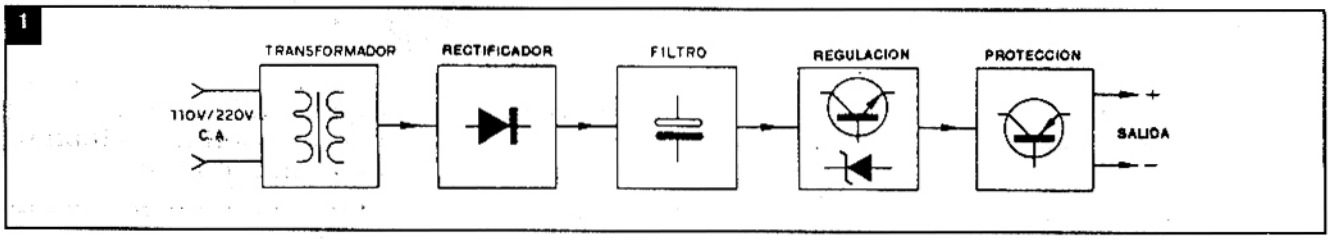
La caída de tensión provocada por la existencia de un corto en la fuente, acciona esta etapa reduciendo la corriente que circula por el transistor y evitando así daños a los diodos, al transformador y demás componentes sujetos o sobrecargas.

Montaje

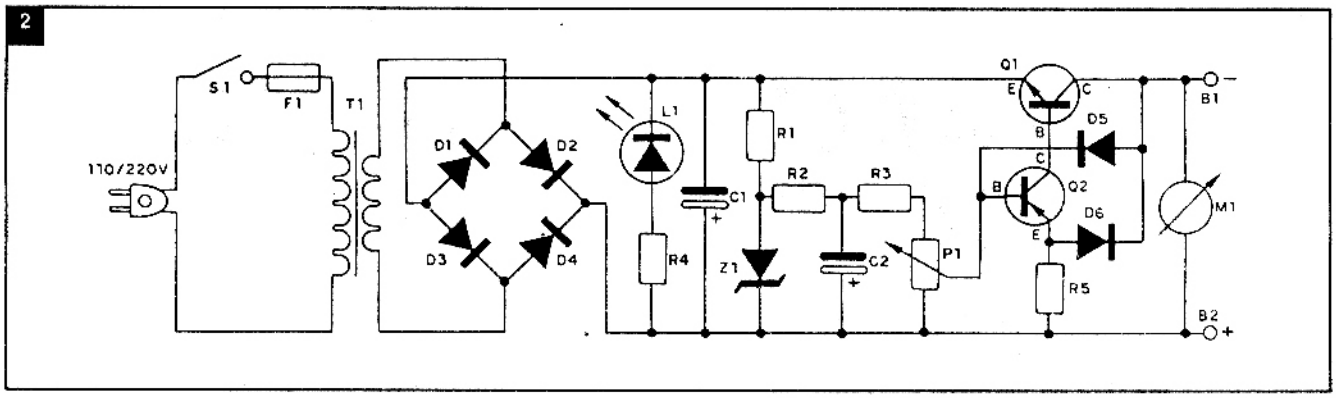
El montaje puede hacerse en un puente de terminales común y el conjunto alojado en una caja de pequeñas dimensiones. Estas dimensiones dependerán del cuidado con que el lector haga el montaje y del transformador que es el componente más voluminoso.

En la figura 2 tenemos el circuito completo de la fuente con los valores de los componentes.

En la figura 3 tenemos la versión del autor en un puente de terminales. Obser-



2



ve que los componentes de mayores dimensiones son montado fuera del puente.

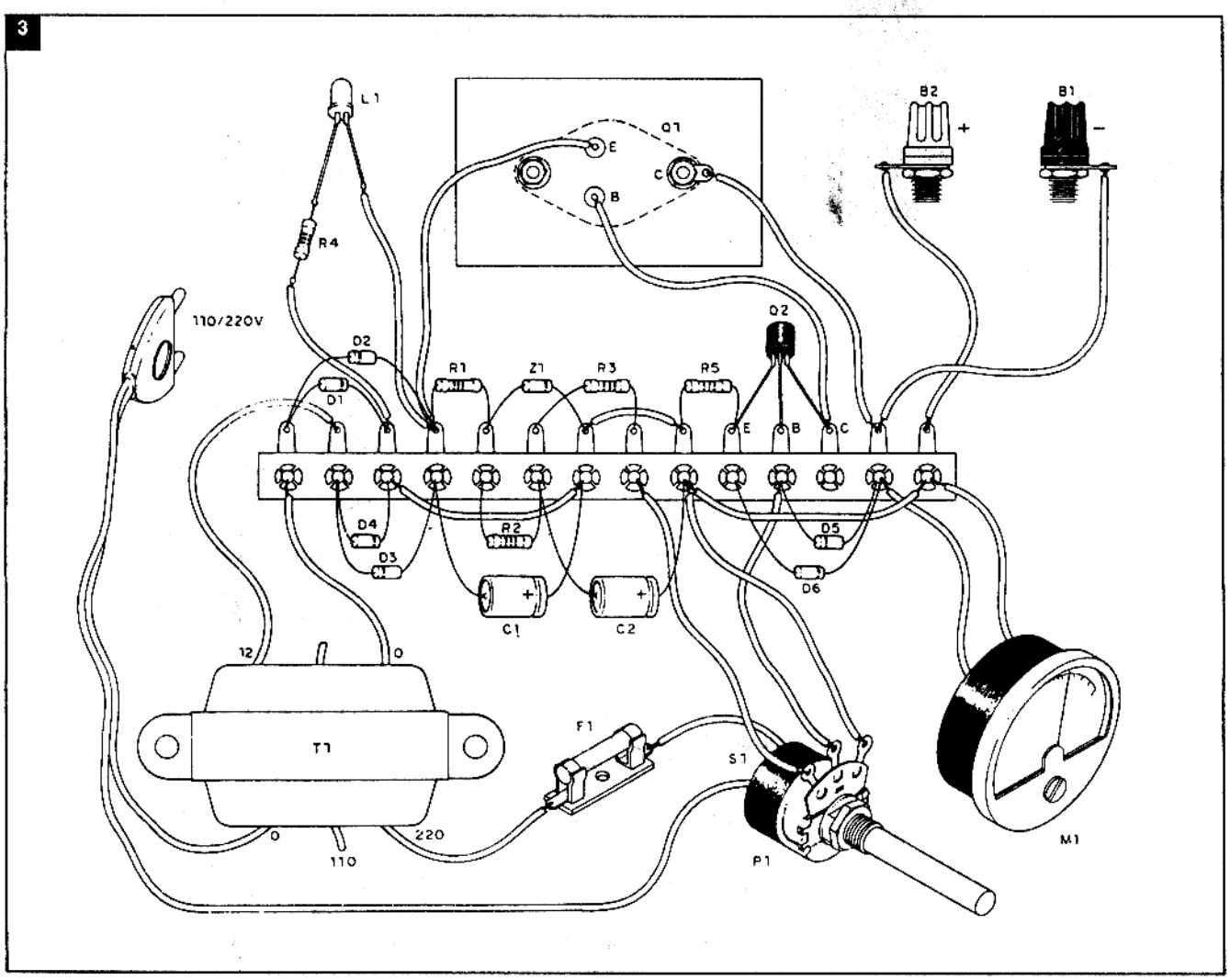
Estos componentes deberán ser fijados en la caja usada para alojar la fuente. En su parte frontal tendremos los bornes de salida, el voltímetro y el potenciómetro.

Este potenciómetro incorpora la llave general que sirve para conectar y desconectar la fuente.

Es importante tener los siguientes cuidados durante el montaje de esta fuente:

- Observe la polaridad de los diodos y del diodo zener.
- Monte el transmisor Q1 de potencia en un buen disipador de calor.
- Oserve la posición de las conecciones de los dos transistores.
- Haga las interconexiones entre los componentes con cable común.
- Tenga cuidado en la conexión del potenciómetro, pues si se produce inversión,

3



la fuente aumentará la tensión al girar el control hacia la izquierda, y no al contrario, como es normal.

- Use bornes diferentes (negro y rojo) para la salida.

- El fusible debe ser como máximo de 5A para que la protección de la fuente sea normal. El fusible de 1A es el mejor para el caso, pues la corriente del priamrio del transformador es bastante menor que la del secundario, en las condiciones de consumo máximo.

Prueba y uso

Para probar la fuente sólo basta conectarla en el tomacorriente.

Coloque el fusible en el soporte antes de esto, y accione después el interruptor general.

Girando el potenciómetro hacia la derecha el voltímetro debe indicar la tensión de salida.

Experimente con una carga cualquiera, que puede ser por ejemplo, una lámpara de 12V que exija una corriente máxima de 2A.

LISTA DE MATERIALES

Q1 - 2N3055 - transistor con disipador
Q2 - BC558 ó equivalente - transistor
D1, D2, D3, D4 - 1N4004 ó equivalentes - diodos de silicio
D5, D6 - BAX17 ó BAX18 - diodos
Z1 - zener de 12V x 400mW
P1 - 1k ó 2k2 - potenciómetro con llave
L1 - led rojo
R1 - 1k2 - resistor (marrón, rojo, rojo)*
R2 - 1k5 - resistor (marrón, verde, rojo)
R3 - 100R - resistor (marrón, negro, marrón)
R4 - 330R - resistor (naranja, naranja, marrón)
R5 - 1k - resistor (marrón, negro, rojo)
C1 - 1500µF x 16V - capacitor electrolítico
C2 - 4,7µF x 16V - capacitor electrolítico
M1 - voltímetro de hierro móvil de 0 -12V ó 0,15V
F1 - fusible 1A ó más con soporte
T1 - transformador con primario de acuerdo con la red local y secundario de 12V x 2A
B1, B2 - bornes aislados, rojo y negro
Varios: cable de alimentación, puente de terminales, cables, soldadura, etc.
** Todos los resistores del proyecto son de 1/4W*

La revista líder para usuarios de computadoras personales

Febrero 1990:

- PC: Software de aplicación.
- Word 3.0: Super procesador para la Mac.
- UNIX: El desafío de los '90.

Pídala en su kiosco o en Editorial Proedi, México 625, 3º piso, Tel. 30-0200/0991

REGULADORES DE TENSION DE LA SERIE 78XX Y 79XX

Como los lectores saben, las fuentes de alimentación constituyen una parte fundamental del funcionamiento de cualquier circuito y, en la mayoría de las veces, los que se dedican a las actividades electrónicas o afines, encuentran problemas con este tipo de proyecto, ya sea con los transistores, ya sea con la corriente insuficiente. Para ayudar en la solución de estos problemas, abordamos en este artículo los principios de funcionamiento de los reguladores de tensión de la serie 78XX y 79XX.

por Lucio A. Pivoto

Los circuitos integrados reguladores de tensión de la serie 78XX y 79XX son componentes de altísimo grado de confiabilidad. A través de ellos podemos obtener tensiones patrón y en consecuencia una rápida realización de la fuente en sí.

La serie 78XX consta de reguladores de tensiones positivas, mientras que los de la serie 79XX son reguladores de tensión negativa, ambos capaces de proporcionar corrientes de hasta 1A, dependiendo del montaje.

Los reguladores de las dos series presentan óptima regulación de tensión, poseen limitador de corriente, protección contra cortocircuitos y desconexión automática en caso de un calentamiento excesivo.

Para cada tipo de regulador existe una limitación en la tensión de entrada, la que debe ser respetada, pues de lo contrario, el regulador podrá dañarse. Lo mismo es válido para la corriente de salida, la que no debe exceder de 1 ampere, a no ser en el caso de usar un driver con capacidad de corriente compatible con la deseada.

Los reguladores, tanto de la serie 78XX como de la 79XX poseen tres terminales externos de conexión, identificados como input (entrada), common (común) y output (salida). En el montaje debemos tener cuidado de no cambiar las posiciones de los tres pins, pues si ocurre esto, el regulador resultará destruido (*).

Estos integrados se desactivan en caso de alta disipación, pero después de enfriarse, vuelven a la operación normal. Un disipador de calor apropiado es indispensable.

TIPOS DISPONIBLES

Los reguladores de la serie 78XX y 79XX aparecen abajo con las tensiones de salida:

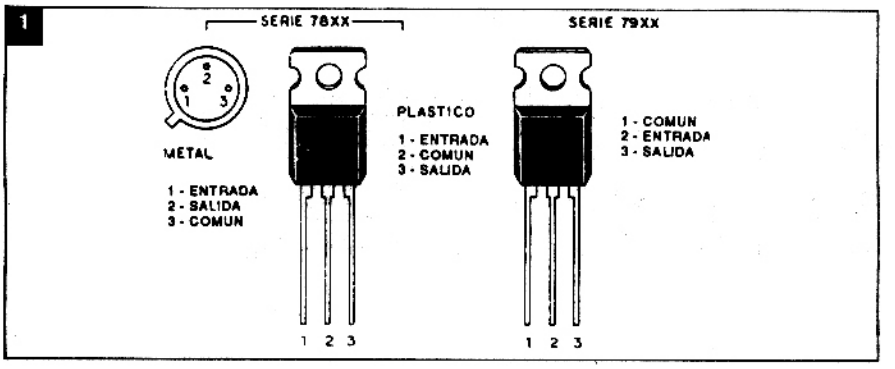
tipo de regulador	tensión de salida
7805	5V
7806	6V
7808	8V
7885	8,5V
7810	10V
7812	12V
7815	15V
7818	18V
7822	22V
7824	24V
7905	-5V
7952	-5,2V
7906	-6V
7908	-8V
7912	-12V
7915	-15V
7918	-18V
7924	-24V

En la marcación de los integrados también encontramos otros símbolos, cuyos significados y posiciones se dan a continuación:

78 L 12 AC Z

Donde:
78 indica que el regulador es positivo;
L indica la corriente de salida (máx);
12 indica la tensión de salida (12V, en este caso)
AC indica la tolerancia en porcentaje;
Z indica el material usado en el embalaje.

(*) Las características y terminaciones pueden verse en la ficha del Archivo de SABER ELECTRONICA que lleva el Nº 20 - REV. 6. Esta ficha apareció con un error en el orden de los pins de los integrados lineales 7905 a 7924, y fue publicada correctamente en SABER ELECTRONICA Nº 8. Deben decir, insistimos: 3. Salida - 2. Entrada - 1. Tierra.



Para la tolerancia, la letra A indica 5% (más o menos) y el sufijo C indica 10% (más o menos). La letra H indica cubierta metálica y la letra Z plástico.

Los integrados de la serie 79XX difieren de los de la serie 78XX en los siguientes aspectos:

- son reguladores de tensión negativa;
- la disposición de los pins es diferente.

En relación a las características eléctricas, los mismos son semejantes.

Identificación de los pins

En la figura 1 tenemos las diferentes formas de cubierta, con la identificación de los terminales.

Aplicaciones

En la figura 2 tenemos el diagrama de una etapa rectificadora reguladora completa. Se debe elegir la tensión de entrada de acuerdo con el tipo de regulador usado.

En el circuito en cuestión, tenemos que el capacitor C1 es el filtro, mientras que C2 refuerza el filtrado, teniendo el valor de la capacidad fijo, como muestra el circuito. C3 mejora la respuesta a transitorios de la fuente.

El integrado CI-1 debe ser montado en un disipador de calor para que tengamos la máxima capacidad de corriente.

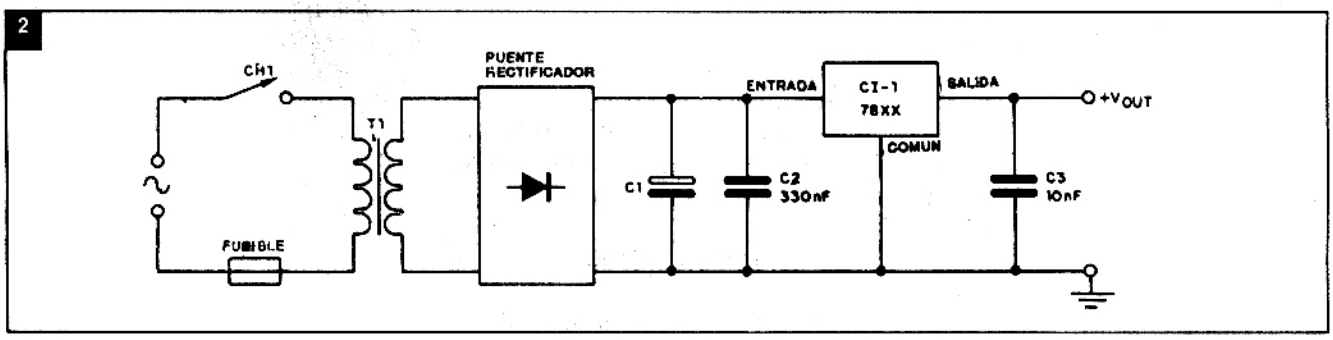
Si se montara el circuito en una placa de circuito impreso, los filetes VCC y tierra deben ser tan anchos como sea posible. Se debe hacer notar que, para cada regulador utilizado, tendremos una tensión de entrada mayor o menor, debiendo las tensiones de trabajo acompañar estos valores, como muestra la tabla más abajo:

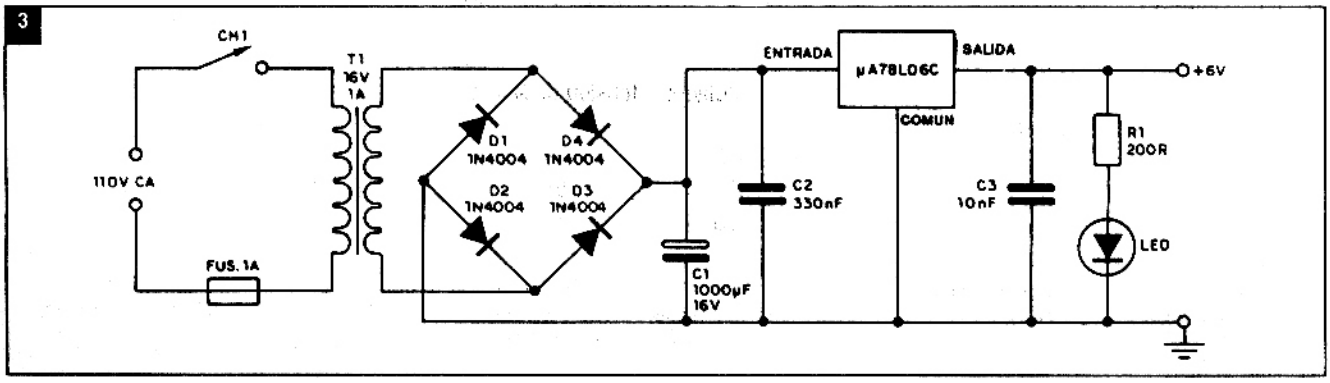
Tipo de regulador	Capacitor C1 (valor y tensión)
7805	1000µF/16V
7806	1000µF/16V
7808	470µF/25V
7810	470µF/25V
7812	330µF/25V
7815	330µF/25V
7818	330µF/35V
7824	330µF/35V

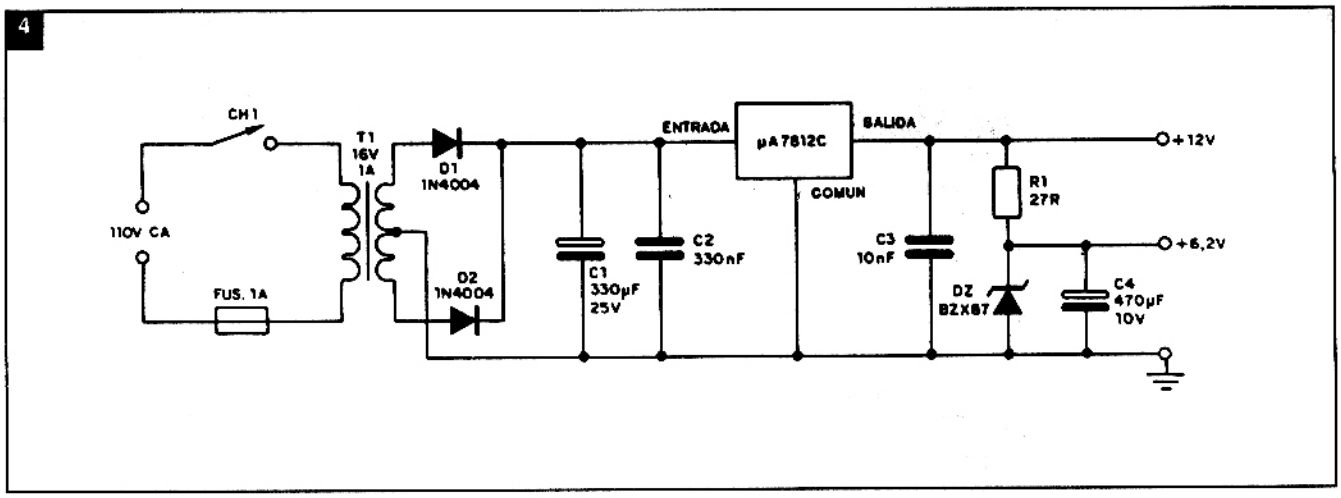
En la figura 3 tenemos un circuito completo de fuente de 6V con el integrado 78L06C.

En esta fuente, las características son las siguientes:

- tensión de salida mínima - 5,75V;
- tensión de salida típica - 6V;
- tensión de salida máxima - 6,25V;
- tensión de entrada - 8 a 21V;
- corriente de salida - 1A (máx.).







En la figura 4 tenemos otra fuente, en que el CI usado es el µA 7812C.

Las características obtenidas son:

- tensión de salida mínima - 11,5V;
- tensión de salida máxima - 12,5V;
- tensión de salida típica - 12V;
- tensión de entrada - 14,5 a 27V*
- corriente de salida - 1A (máx.).

Para las dos fuentes, la temperatura ambiente es de 25 °C.

En el circuito de la figura 4 tenemos dos tensiones de salida, pudiendo ser usadas las dos simultáneamente, una de 12V y la otra de 6,2V, siempre que la suma de las dos corrientes no sobrepase 1A, pues, si esto ocurre, el integrado podría dañarse.

Con esto, podemos llegar a la conclusión que estos reguladores de tensión son excelentes para la alimentación de circuitos que usan CIs de la familia TTL, que requieren una tensión de 5V con tolerancia de ± 5%, además de su alto grado de confiabilidad y simplificación del montaje final.

CIRCUITOS & INFORMACIONES

PUERTAS NAND

TTL
7400 (cuad. - 2 entradas)
7401 (cuad. - 2 entradas - colector abierto)
7403 (cuad. - 2 entradas - colector abierto)
7410 (triple - 3 entradas)
7420 (doble - 4 entradas)
7430 (simple - 8 entradas)
CMOS
4011 (cuad. - 2 entradas)
4012 (doble - 4 entradas)
4023 (triple - 3 entradas)
4068 (simple - 8 entradas)

DIODOS DE POTENCIA DE RECUPERACION RAPIDA

Iª PARTE

El campo de aplicación de diodos de potencia de alta tensión, con tensiones inversas de más de 500V se extiende constantemente en la electrónica de potencia. Estos diodos se usan, por un lado, como diodos libres en convertidores de configuraciones de inversión, y, por otro lado, como diodos rectificadores en fuentes de potencia en modo conmutado para circuitos de potencia. Debe ser posible conmutar frecuencias de operación de hasta 100kHz sin que los diodos u otros conmutadores de semiconductores corran ningún riesgo.

Por Dipl. Ing. Ralph Annacker

1. Introducción

De principal interés para el usuario son las características dinámicas tales como el tiempo de recuperación inversa, la magnitud de la corriente de recuperación inversa pico, y el pico de sobre tensión en el instante del encendido. Se requieren para esto diodos de potencia extremadamente rápidos, mientras que no se deben descuidar los otros parámetros de los diodos. TELEFUNKEN se ha propuesto esta exigente tarea y ofrece diodos de potencia de recuperación rápida con una corriente directa en el rango de 4A a 15A y una tensión inversa de 600V a 1.000V en el caso de DO220. Todos los diodos de potencia de recuperación rápida de TELEFUNKEN electrónica tienen tiempo de recuperación inversa de menos de 80ns.

En éste informe serán descriptos en detalle, los parámetros más importantes y las condiciones de operación de los diodos de potencia de recuperación rápida. Además, explicaremos las relaciones de los parámetros individuales entre si y sus efectos en las configuraciones de circuitos prácticos.

2. Requisitos de los diodos de potencia de recuperación rápida

Como el resultado de la operación de diodos lentos de alta tensión en circuitos electrónicos de potencia, pueden ocurrir considerables corrientes de sobrecarga durante la operación de apagado del diodo. Estas corrientes de sobrecarga ocasionan pérdidas de potencia que dependen de la frecuencia en el diodo u otros conmutadores semiconductores. Además, la carga ocasionada por picos de corriente durante las operaciones de conmutación pueden conducir a una considerable carga armónica de la red aprovisionadora. Estas corrientes de sobrecarga pueden evitarse con los diodos de recuperación rápida. Sin embargo, el deseo de mayor velocidad no debe hacer olvidar que el hecho que los diodos más rápidos normalmente tienen valores de tensión directa más elevados, así como también valores de corriente inversa más elevados. Los parámetros estáticos deben por lo tanto ser mantenidos dentro de límites razonables.

2.1. Modos de operación

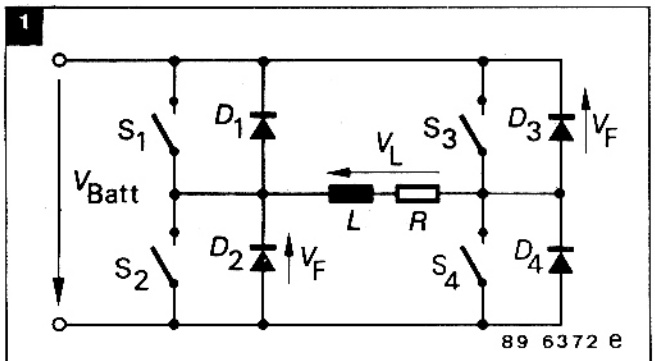
Los modos de operación de los diodos pueden dividirse como sigue:

- Operación libre (free-wheeling)
- Operación de rectificador
- Diodo de amortiguamiento en Redes RCD

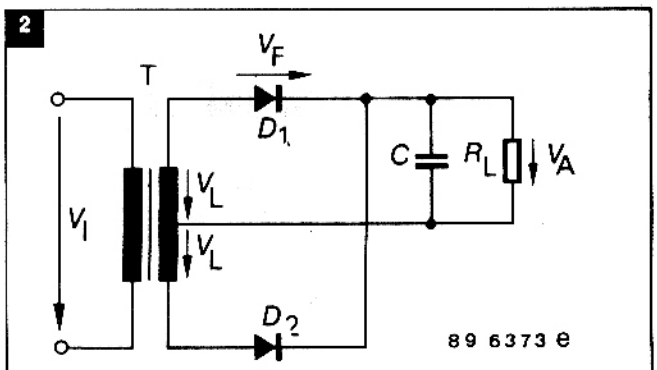
En las siguientes secciones se describen las características especiales de los diferentes modos de operación.

2.1.1. Operación libre

La operación libre de diodos (figura 1) ocurre en configuraciones de conversión e inversión y se caracteriza por el hecho que el diodo es desconectado como una función de una tensión DC constante. Si el diodo es dimensionado correctamente, el sistema de circuitos asegura que no haya sobrecarga en la dirección inversa. Sin



Diodo en operación libre.



Diodo en operación rectificadora

embargo, pueden ocurrir considerables corrientes inversas en esta configuración de circuito en el instante de apagado, que pueden ser limitados solamente por el tamaño de la carga de recuperación (Q_{rr}) y la velocidad de aumento de la corriente ($-dI_F/dt$) del conmutador de potencia involucrado. Los requisitos que debe cumplir el diodo son por lo tanto los siguientes:

- baja carga de recuperación (Q_{rr})
- bajo tiempo de recuperación directo (t_{fr})

2.1.2. Operación de rectificación

Se requieren diodos de recuperación rápida como rectificadores principalmente en fuentes de potencia de modo conmutado, para circuitos de potencia para rectificación de tensión de salida AC de alta frecuencia (figura 2). Durante el apagado aparece una tensión en el diodo, además del pico de corriente inversa, como en operación libre.

La magnitud de esta tensión depende del modo de operación sobre la velocidad de corriente inversa, que es a su vez determinada por la respuesta de recuperación suave del diodo. El tensión puede alcanzar valores que están en la región por encima del máximo que soporta el diodo. Los diodos que no son a prueba de estos valores elevados se desruyen en este modo. Por lo tanto, para operación de rectificación se requieren las siguientes características:

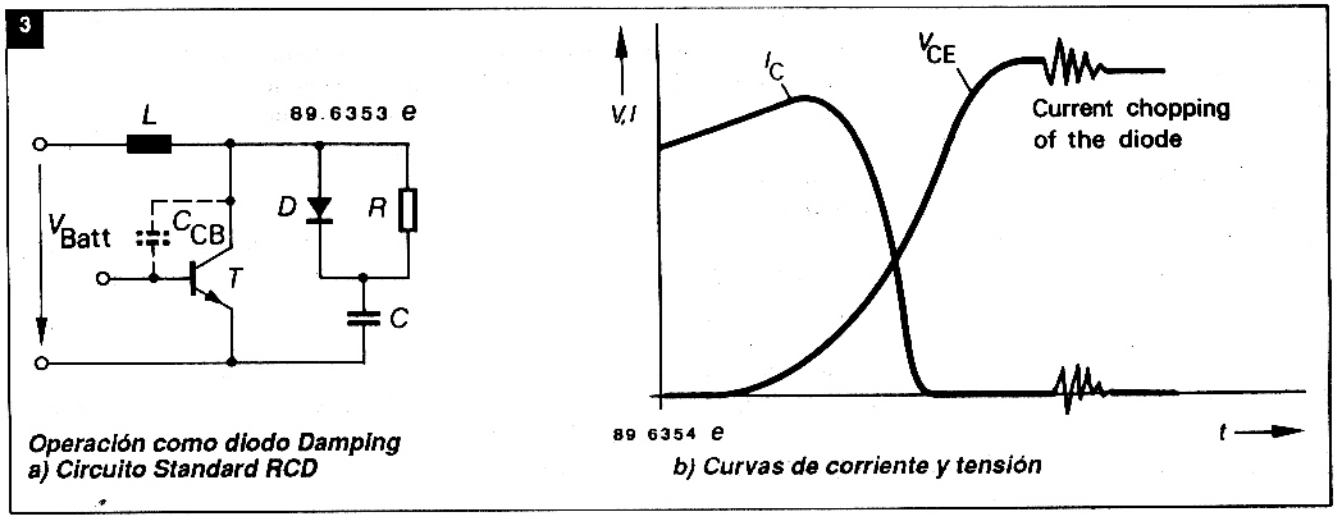
- baja carga inversa de recuperación (Q_{rr})
- baja velocidad de corriente inversa (dI_R/dt)
- suficiente inmunidad para sobre tensión (E_R)
- bajo tiempo de recuperación directa (t_{fr})

Cada uno de estos parámetros por si sólo es de importancia decisiva para la operación segura de un diodo de un rectificador para corriente de pulso.

2.1.3. Operación como diodo de amortiguación en redes RCD

Las así llamadas redes RCD se usan con el fin de reducir el aumento de tensión en semiconductores de potencia (figura 3). El diodo es apagado a la tensión máxima de la tensión inversa en el semiconductor de potencia. Los diodos con combio de corriente inversa de velocidad extremadamente elevada generan oscilaciónes de tensión en los inductores del circuito. Se puede producir un pulso de corriente "impulsora" vía las capacidades de juntura de los semiconductores de potencia. El resultado son picos elevados de pérdida de potencia en el semiconductor. Por lo tanto, para la operación como diodo de amortiguación se deben cumplir los siguientes requisitos:

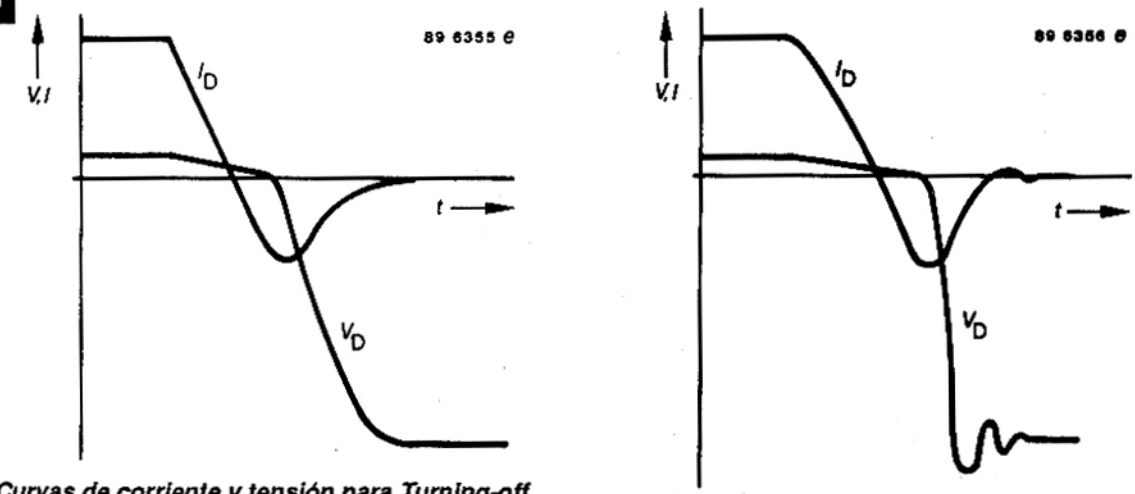
- baja velocidad de cambio de corriente inversa (dI_R/dt)
- bajo tiempo de recuperación directa (t_{fr})



Operación como diodo Damping
a) Circuito Standard RCD

b) Curvas de corriente y tensión

4



Curvas de corriente y tensión para Turning-off
a) Operación libre
b) Operación rectificadora

Este modo de operación por lo tanto corresponde en gran medida a la operación de rectificación con respecto a los requisitos.

2.2 Influencias de parámetros estáticos

Aunque se debe prestar particular atención a la velocidad de diodos de potencia de recuperación rápida, no se deben descuidar los parámetros estáticos. Estos incluyen en particular la conducción y acción de bloqueo del diodo.

2.2.1. Conducta de conducción

Una acumulación rápida del frente de bloqueo en el instante de apagar debe estar garantizada para los diodos de recuperación rápida. Esto se logra tecnológicamente mediante la inclusión de centros de recombinación con un "doping" (agregado) de átomos de oro o platino u otros métodos. Sin embargo, esto también aumenta la caída de la tensión directa. Una caída de tensión directa de un máximo de 1,8V para el valor medio lineal permisible de la corriente directa de un diodo es técnicamente aceptable.

2.2.2. Conducta de bloqueo

Una desventaja decisiva del "doping" de oro de los diodos, para ajustar los tiempos de recuperación inversa, es el aumento en la corriente inversa, particularmente a temperaturas altas. Existe aquí el gran peligro de la inestabilidad térmica de la corriente inversa (consulte también el informe de aplicaciones: "Problemas térmicos de los semiconductores en unidades electrónicas de potencia de diseño compacto"). Respecto a la buena conducta bloqueadora de los diodos de recuperación rápida, se deben elegir solo métodos de ajuste del tiempo de recuperación inversa que aumenten la corriente inversa de manera insignificante o nada en absoluto. El método tecnológico especial usado por Telefunken electrónica logra resultados excepcionales tanto con respecto al tiempo de vida termoeléctrico como térmico. Esta conducta es resultado de los valores de corriente inversa extremadamente bajos tanto a 25 °como 100° C de temperatura de cubierta.

2.3. La importancia de los parámetros dinámicos

Los parámetros que determinan las operaciones de comutación son particularmente importantes para la operación segura de un diodo de recuperación rápida, de modo que la pérdida de potencia por sobre carga permisible del diodo no sea excedida, y para que el diodo pueda usarse en circuitos con elevadas frecuencias de conmutación.

2.3.1. Conducta de apagado

Los parámetros importantes de la operación de apagado serán descriptos primero. Las características de apagado de corriente y tensión en el diodo aparecen (figura 4a y 4b). En la práctica, un diodo puede ser pasado de operación conductiva a operación de bloqueo sólo con una velocidad finita de conmutación ($-dI_F/dt$). Deben especificarse los siguientes datos bajo cualquier circunstancia para mediciones comparables de los resultados de las operaciones de apagado de diodos:

- La corriente directa a ser apagada (I_{FF})
- La velocidad de conmutación ($-dI_F/dt$)
- La tensión DC de apagado (idéntico con la tensión solo en operación libre) (V_{RM})
- La temperatura de juntura (t_J)

Los valores medios más importantes para la estimación de la conducta de apagado son:

- El tiempo de recuperación inversa (t_{rr})
- El valor pico de la corriente inversa (I_{RM})
- La velocidad de corriente inversa ($-dI_R/dt$)

El tiempo inverso puede ser dividido en: el tiempo de tensión estable (t_{IRM}), durante el cual hay una tensión ánodo-cátodo positiva, y el tiempo de caída (t_f), durante el cual la corriente inversa en el

diodo decae. Para la estimación de la respuesta de recuperación suave del diodo, el así llamado "snap factor" (factor de recuperación lenta) "S" es definido como la velocidad de tiempo de caída a tiempo de tensión estable:

$S = t_f/t_{IRM}$

Si usamos la característica corriente de apagado ideal de la figura 5, el factor de "snap" (recuperación) puede también especificarse como la proporción entre la velocidad de conmutación y la velocidad de incremento de corriente. La fórmula que sigue se aplica aproximadamente:

$-dI_F/dt = I_{RM}/t_{IRM}$ (2)

y

$dI_F/dt = I_{RM}/t_f$ (3)

Por lo tanto:

$S = -dI_F/dt/dI_R/dt = t_f/t_{IRM}$ (4)

5

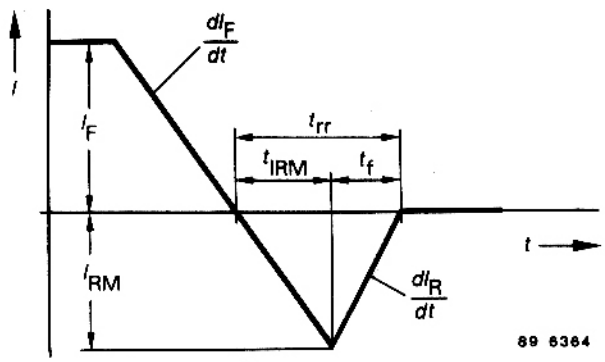


Fig. 5 Corriente de turn-off idealizada con definiciones de tiempo de switching

De la ecuación 4, no se puede en general elegir libremente la velocidad de conmutación, dado que depende en la práctica de la velocidad máxima de aumento de la corriente del semiconductor conmutado involucrado. Cuando se está seleccionando un diodo de recuperación rápida para un determinado circuito, la velocidad del conmutador de semiconductor involucrado debe por lo tanto ser tomado también en cuenta.

En operaciones de rectificación, una velocidad baja de aumento de corriente inversa debe ser considerada favorable dentro de ciertos limites, dado que esto limita la magnitud de la tensión en el diodo. Por otro lado las pérdidas de potencia en el diodo ocurren durante el tiempo de caída t_f, de modo que este tiempo debe ser mantenido tan corto como sea posible. Debe hallarse un compromiso adecuado entre estos requisitos contradictorios.

La causa del tiempo de recuperación inversa del diodo es, como todos saben, la carga almacenada como un resultado de la saturación juntura PN durante la fase directa. Esta "carga" debe ser descargada durante la operación de apagado. Con una velocidad de conmutación dada, la carga estable de tensión Q_{IRM} corresponde a la que sigue, sujeto a las simplificaciones de Figura 5.

$Q_{IRM} = 1/2 . t_{IRM} . I_{RM}$ (5)

y

$Q_f = 1/2 . t_f . I_{RM}$ (6)

por lo tanto:

$Q_{rr} = Q_{IRM} + Q_f = 1/2 . I_{RM} . (t_{IRM} + t_f)$ (7)

La relación de t_{IRM} y t_f puede cambiarse mediante la correspondiente configuración de los centros de recombinación en la zona de la juntura PN, mientras que el valor absoluto de t_{rr} puede ser influenciado por la concentración total de los centros de recombinación. Para un factor "snap" (recuperación) de:

$S = 1$ (8)

obtenemos lo siguiente de (7):

$Q_{rr} = I_{RM} . t_{IRM}$ (9)

Como ya hemos sugerido, la magnitud de la velocidad de la elevación de corriente inversa tiene considerable importancia en la operación de rectificadores. La corriente y tensión en este modo aparecen en la figura 4b. Junto con el valor de la inductancia de transformador de lado secundario activo, la velocidad de la elevación de la corriente inversa del diodo determina el valor máximo de la tensión de retroceso aquí a través de la relación:

$V_L = L . DI_r /dt$ (10)

En el caso de diodos con una gran velocidad de elevación de corriente inversa, pueden ocurrir tensiones de retroceso que están en el rango de la tensión de rotura del diodo. Los diodos con inmunidad baja o sin inmunidad a estos picos resultarán destruidos en ese caso. Para resolver este problema se pueden considerar varias posibilidades:

- Uso de diodos con "respuesta de recuperación suave" (tv grande Æ pero pérdidas de conmutación más elevadas /suponiendo igual I_{RM})
- Uso de diodos con peor "respuesta de recuperación suave", pero con inmunidad suficiente a los picos
- Uso de diodos con capacidad de bloqueo extremadamente elevada y por lo tanto diodos lentos.

TELEFUNKEN electrónica ofrece diodos del segundo tipo con la ventaja de pérdidas de apagado más bajas.

Cuando se describe la conducta de

apagado de los diodos, el tiempo de conmutación de acuerdo a la condición JEDEC:

$I_F = 0{,}5A$, $I_R = 1{,}0A$, $i_r = 0{,}25A$
(ver figura 6)

Q5 usualmente especificado también, además del tiempo de conmutación con corriente elevada. En este aspecto, debe dejarse bien aclarado que no es posible una comparación de diodos con diferente tecnología que no estén evaluados de acuerdo a la condición JEDEC, con respecto a la conducta de conmutación de corriente elevada.

En otras palabras, los diodos con tecnología diferente pueden presentar una respuesta de apagado diferente bajo condiciones de corriente elevada con el mismo tiempo de recuperación inverso trr de acuerdo con la condición JEDEC. Por esta razón, lo diodos de recuperación rápida de TELEFUNKEN electrónica están diseñados específicamente para buenas conductas de conmutación con corrientes elevadas.

6

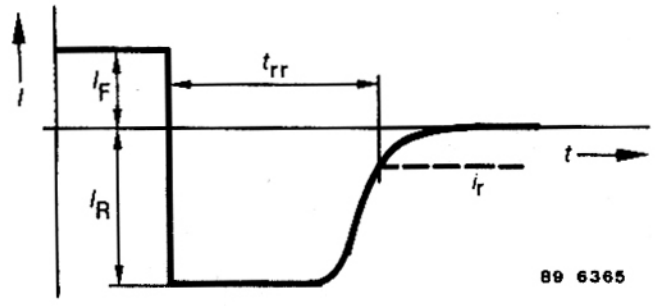


Fig. 6 Operación en turn-off de acuerdo a las condiciones JEDEC

Hemos descripto así algunos requisitos que deben reunir los diodos de potencia de recuperación rápida destacando la importancia que adquieren sus parámetros dinámicos.

En el siguiente número de Saber Electrónica continuaremos con este artículo brindando mas características útiles y diferentes conductas de los diodos.

* Agradecemos a ROMEX S.A. por la colaboración brindada para este artículo.

TECNO-COMPONENTES
EMPRESA PARA DESARROLLO DE PROYECTOS, SISTEMAS SERVICIOS DE ASISTENCIA TECNICA EN ELECTRONICA Y ANEXOS.
REPRESENTA EXCLUSIVAMENTE A ROMEX S.A. EN EL AREA TECNICA PARA LAS SIGUIENTES MARCAS
DE ALEMANIA
TELEFUNKEN A.E.G. ROEDERSTEIN
STETTNER VOGT VITROHM R.U.F.
BOSCH SIEMENS INSTRUMENTACION
MARCO AVELLANEDA 1128 (1826) R. DE ESCALADA-TEL.(01) 202-0245

CONOZCA EL 7106/7107

(CONCLUSION)

En el artículo anterior abordamos las principales características de estos dos integrados, que consisten en conversores analógicos/digitales, con salida para tres dígitos y medio, capaces de excitar tanto displays de cristal líquido como luminiscentes. Estos integrados pueden servir de base para decenas de proyectos relacionados con la medición de magnitudes eléctricas y no eléctricas. En esta segunda parte, daremos el modo de hacer la selección de los valores de los componentes externos, además de complementar el artículo con algunos circuitos prácticos.

por Newton C. Braga

1. Resistor de integración

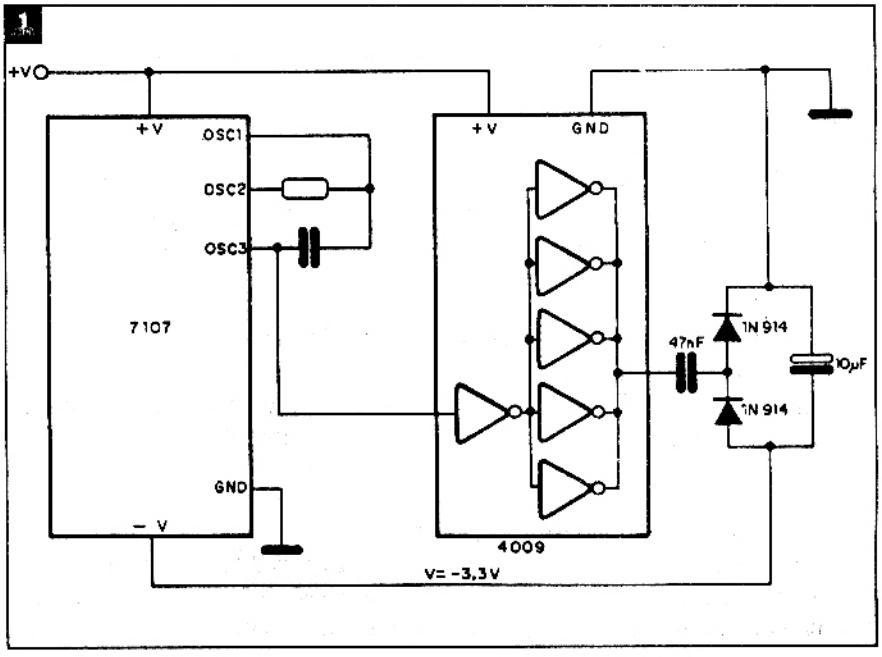
Tanto el amplificador excitador como el integrador poseen una salida en clase A con 100µA de corriente en reposo. Pueden proporcionar una corriente externa de 20µA con una no linealidad despreciable. El resistor de integración puede ser lo suficientemente grande para mantener el circuito en esta región lineal en toda la banda de tensiones de entrada, pero lo bastante pequeño para que no haya problemas de corrientes de fuga. Para 2V de fondo de escala, se considera 470kΩ como un valor óptimo, y lo mismo ocurre con 47kΩ para una escala de 200mV.

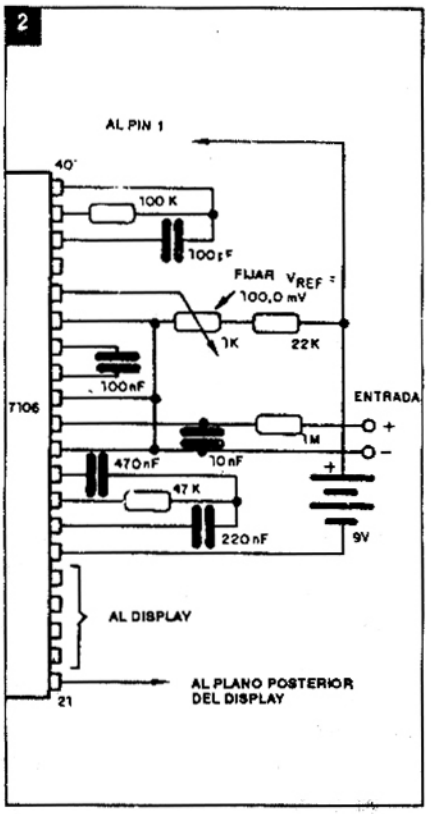
2. Capacitor de integración

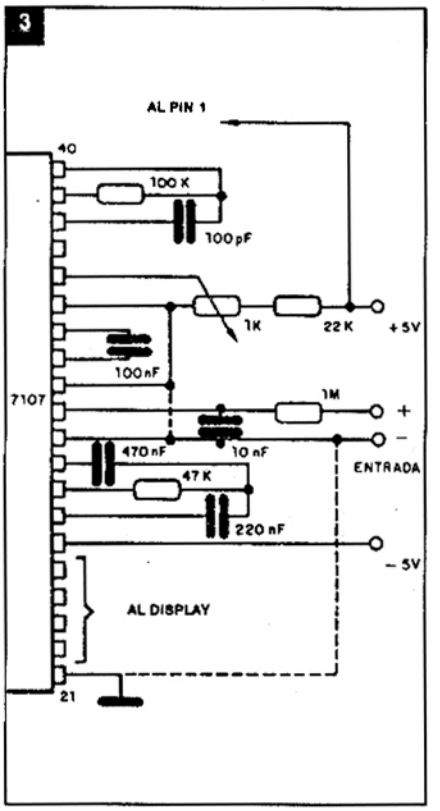
El capacitor de integración debe ser elegido para que proporcione la máxima excursión de tensión que asegure, en función de la tolerancia del integrado, una excursión que no lo sature (aproximadamente 0,3V de ambas fuentes). En el 7106 y en el 7107, cuando se usa la entrada analógica COMMON como referencia, una excursión nominal de +2/-2V a plena escala es considerada satisfactoria. Para el 7107, con +5/-5V de alimentación y la entrada analógica COMMON conectada a la tierra de la alimentación, es normal una excursión entre +2,5/-2,5V. Para 3 lecturas por segundo, con un clock de 48kHz por lo tanto, los valores nominales del capacitor de integración C_{int} son de 220nF y 100nF respectivamente. Ciertamente, si se usan frecuencias diferentes para los osciladores, esos valores deben modificarse en proporción inversa, de modo de mantener la misma excursión de salida.

Un requisito adicional del capacitor de integración es la necesidad de una baja absorción dieléctrica, para prevenir los llamados errores de roll-over.

Aunque existen muchos tipos de capacitores que pueden usarse en esta aplicación, los de polipropileno son los que posibilitan la obtención de errores indetectables, a un costo razonable.







3. Capacitor de autocero

El valor del capacitor de autocero tiene cierta influencia en el nivel de ruido del sistema. Para la escala de 200mV, donde el nivel de ruido es muy importante, un capacitor de 470nF es lo más recomendable. Para la escala de 2,0V un capacitor de 47nF aumenta la velocidad de recuperación de la sobrecarga y es adecuado para el nivel de ruido.

4. Capacitor de referencia

Según el manual de fabricante, para esta función un capacitor de 100nF proporciona resultados satisfactorios en la mayoría de lasaplicaciones.

Mientras tanto, donde exista una tensión elevada de modo común, o sea, el pin REF LO no está conectado al COMMON analógico, y se usa la escala de 200 mV, se hace necesario un valor mayor para prevenir errores. Normalmente, un capacitor de 1,0µF es suficiente para esta aplicación.

5. Componentes del oscilador

Para todas las bandas de frecuencia, un resistor de 100k es lo recomendable. Para un clock de 48kHz (3 lecturas por segundo), el valor obtenido para C es de /100pF.

6. Tensión de referencia

La entrada analógica necesaria para generar una salida de plena escala (2000) es $V_{in} = 2 \times V_{ref}$. De esta forma, para las escalas de 200mV y 2000V, V_{ref} debe ser igual a /100mV y /1000V respectivamente.

Mientras tanto, en muchas aplicaciones donde el conversor A/D es conectado a un transductor, existirá un factor de escala diferente de la unidad entre la tensión de entrada y la lectura digital. Por ejemplo, en una balanza, el proyectista puede desear que la lectura sea de plena escala cuando la tensión proporcionada por el transductor sea de 0,682V.

En lugar de dividir la entrada abajo de 200mV, el proyectista debe usar directamente la tensión de entrada y fijar V_{ref} en 0,341V. Valores apropiados para el resistor y el capacitor de integración deben ser 120Ω y 220nF. Esto vuelve el sistema levemente silencioso y elimina la necesidad de un divisor en la entrada.

El 7107 puede aceptar señales de entrada de -4/+4 con alimentación de -5/+5. Otra ventaja de este sistema aparece cuando una lectura digital cero es deseable para una tensión de entrada diferente de cero. Un termómetro puede ser citado como ejemplo de esto.

Esta lectura puede ser generada convenientemente mediante la conexión del transductor de tensión entre la entrada IN HI y COMMON y la tensión variable (o fija) de offset conectada entre COMMON e IN LO.

7. Alimentación para el 7107

El 7107 es proyectado para operar con fuentes simétricas de 5V. Mientras tanto, si no se puede obtener una fuente negativa la misma puede ser generada a partir de la propia salida de clock en conjunto con dos diodos, dos capacitores y un integrado de bajo costo, como muestra la figura 1.

Es claro que existen casos en que no es necesaria una fuente negativa. Entre las condiciones en que podemos usar solamente una fuente de +5V tenemos:

a) La señal de entrada puede ser referida en el centro de la banda de modo común del conversor.

b) La señal tiene tensión menor que -1,5/+1,5V.

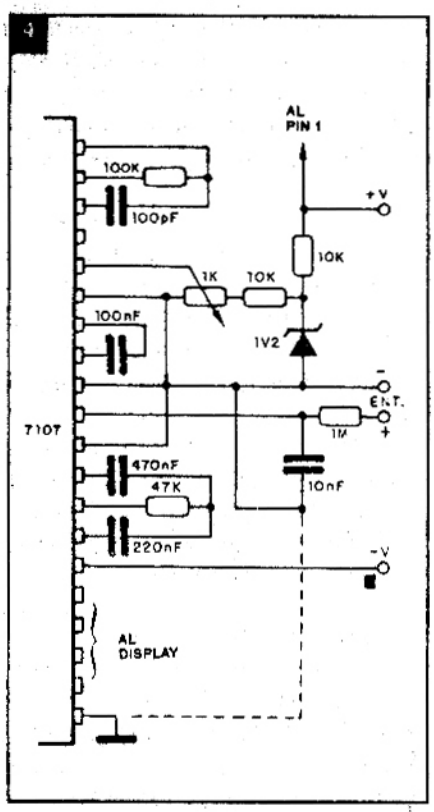
c) Se usa una referencia externa.

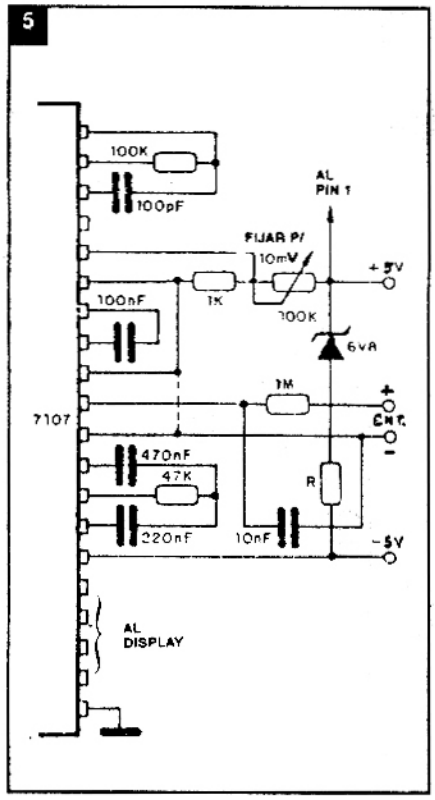
A partir de lo que hemos visto será interesante pasar a las aplicaciones prácticas.

Aplicaciones

Los circuitos dados a continuación fueron extraídos del manual del fabricante (Intersil) y revelan toda la enorme gama de posibilidades que estos componentes ofrecen.

En la figura 2 tenemos un circuito en que usamos un 7106 con su referencia interna. Los valores mostrados son para



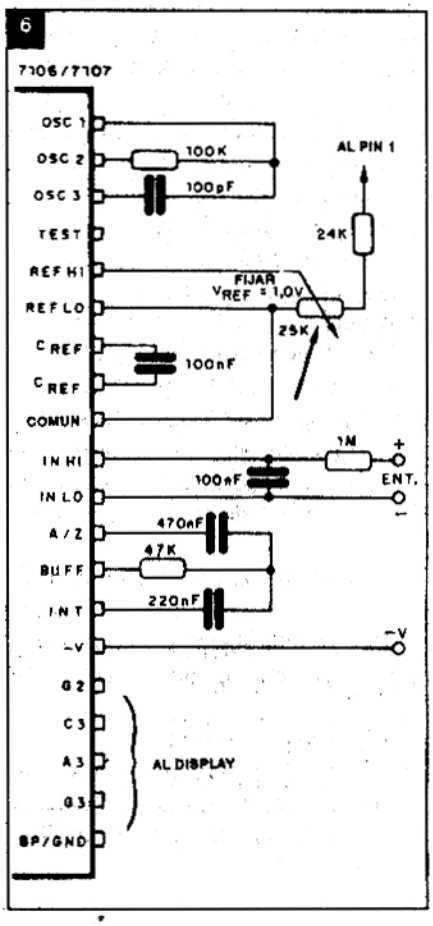


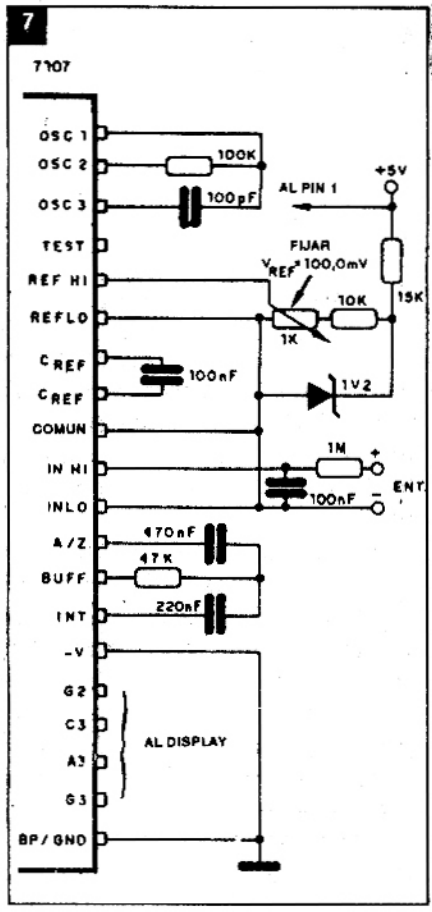
200mV a plena escala, con 3 lecturas por segundo. La alimentación es fluctuante y consiste en una batería de 9V.

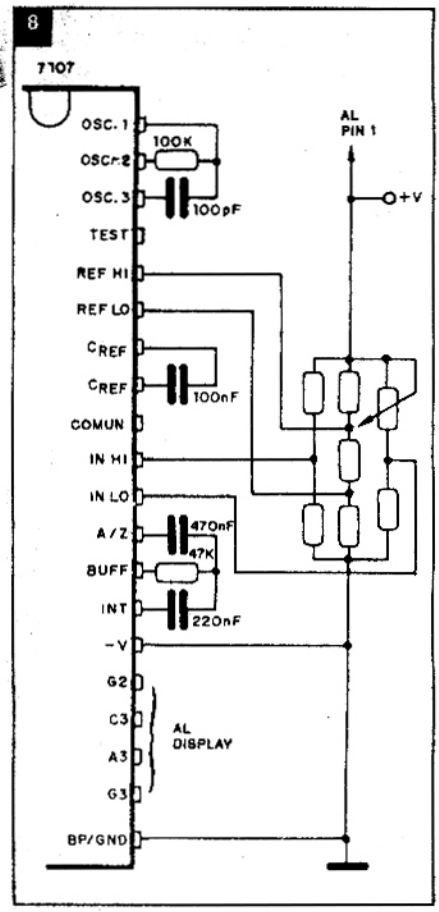
En la figura 3 tenemos una aplicación del 7107 usando la referencia interna. Los valores mostrados son para 200mV a plena escala con 3 lecturas por segundo. La entrada IN LO puede ser tanto conectada al COMMON para entradas fluctuantes en relación a la alimentación, como al GND para entradas simples.

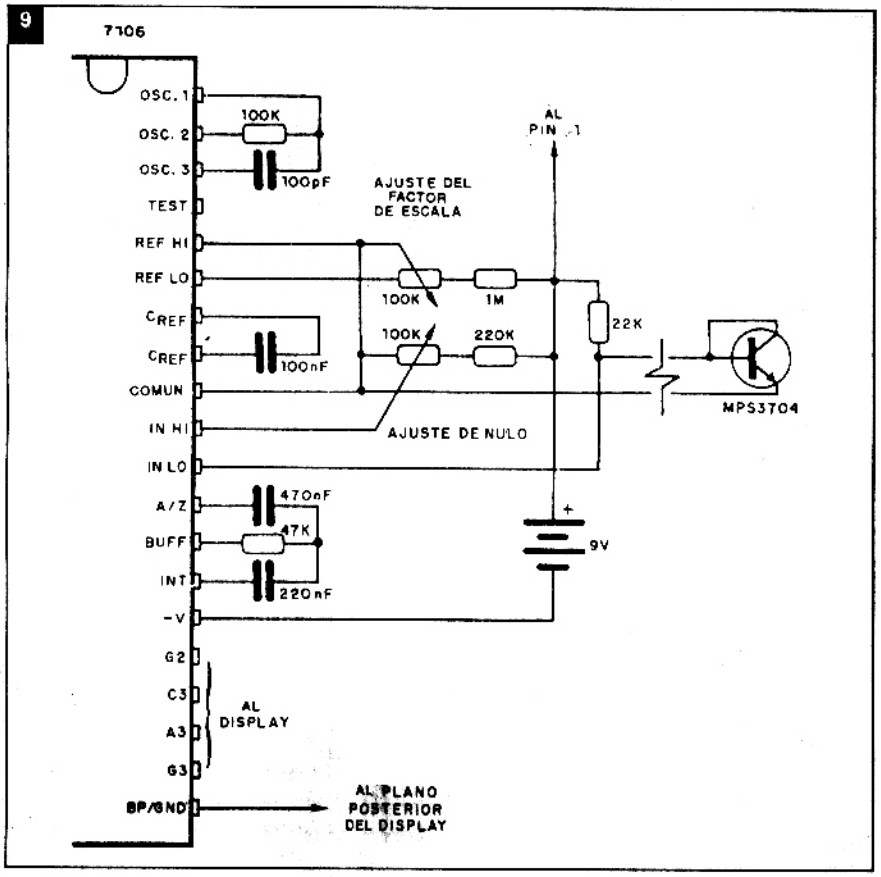
En la figura 4 tenemos el 7107 usado con una referencia externa que determina una banda de paso (1,2V).

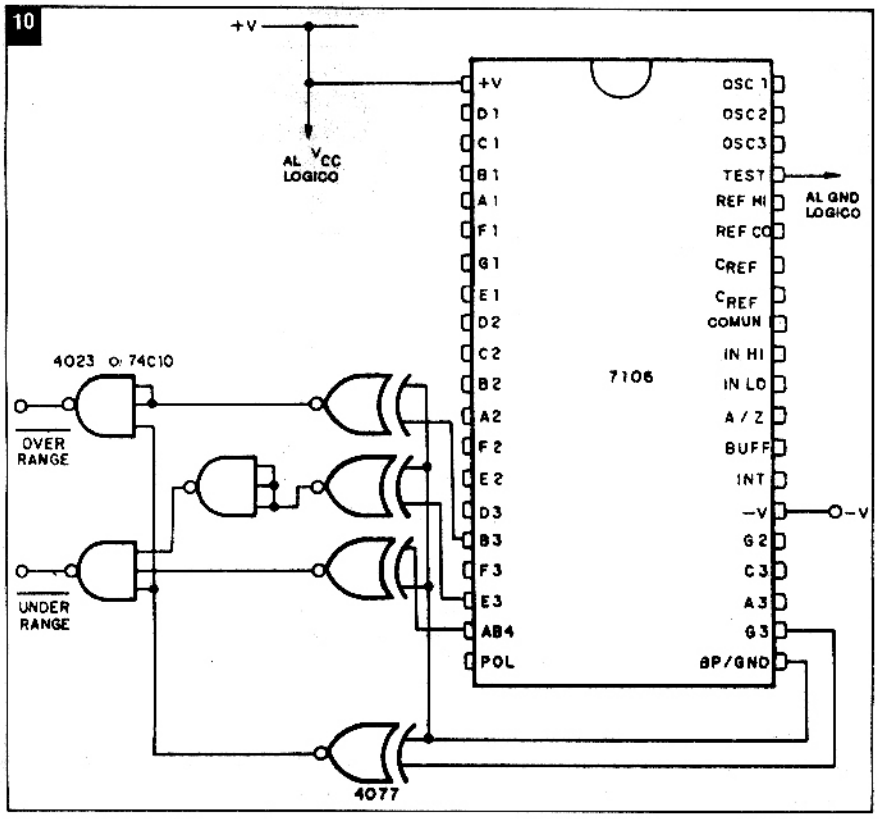
La entrada IN LO es conectada al COMMON, estableciendo la tensión en modo común correcta. Si el COMMON no fuera conectado al GND, la tensión de entrada podrá fluctuar en relación a la alimentación y el COMMON podrá actuar como un pre-regulador para la referencia. Si el COMMON fuera conectado al GND, la entrada será simple (referida a GND de la alimentación) y el regulador estará sobrepasado.











En la figura 5 tenemos una aplicación con el 7107 con diodo zener de referencia. Teniendo en cuenta que diodos zener de bajo coeficiente de temperatura poseen tensiones de aproximadaemnte 6,8V, este diodo deberá ser conectado entre los terminales extremos de la alimentación (10V). Como en el caso del circuito de la figura 2, la entrada IN LO podrá ser conectada tanto al COMMON como al GND.

Para una lectura de 2000V a plena escala, el fabricante recomienda el circuito de la figura 6.

En la figura 7 tenemos un 7107 operando con fuente de alimentación simple de 5V.

Una referencia externa debe ser usada en esta aplicación, ya que la tensión entre +V y -V es insuficiente para permitir la correcta operación de la referencia interna.

En la figura 8 tenemos una aplicación que permite la lectura en una configuración en puente. Los valores de los resistores usados en el puente dependen de la aplicación y de la sensibilidad deseada.

En la figura 9 tenemos el 7106 usado como un termómetro para grados centígrados. Un diodo de silicio, que en verdad es un transistor conectado en esta función, posee un coeficiente de temperatura de aproximadamente -2mV/C°. La calibración se consigue por la colocación del transductor en hielo fundente, cuando se ajusta el potenciómetro de nulo para 000,0 y después en agua hirviendo (a nivel del mar), cuando se ajusta el potenciómetro para una lectura de 100,0.

El circuito de la figura 10 permite la detección de pasaje de los límites de las bandas (overrange y underrange), obteniéndose en la salida niveles lógicos para el accionamiento de circuitos o dispositivos externos.

Para una detección de sobrepasaje de los límites de banda en el 7107 tenemos el circuito de la figura 11. El LM339 es necesario en esta aplicación para asegurar la compatibilidad lógica con la carga pesada en que consiste el display. El circuito integrado en cuestión es constituido por cuatro amplificadores operacionales, siendo presentado en una cubierta DIL de 14 pins.

El circuito presentado en la figura 12 permite la medición de tensiones alternadas. El terminal TEST es usado como referencia en modo común, para asegurar la compatibilidad con la mayoría de los amplificadores operacionales. En la entrada del circuito tenemos un CA3140, un amplificador operacional con transistores de efecto de campo (FETs).

Finalmente, en la figura 13 tenemos un "buffer" que permite aumentar la capacidad de excitación de displays. Con este circuito podremos tener corrientes de hasta 40mA por salida.

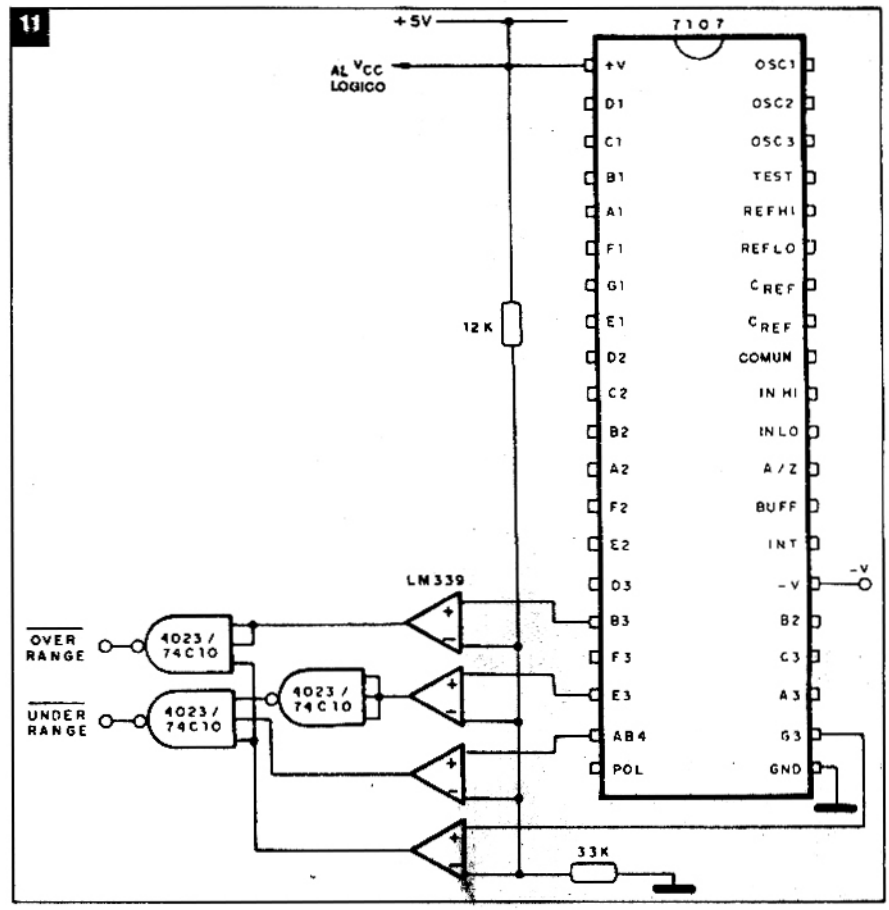
Conclusión

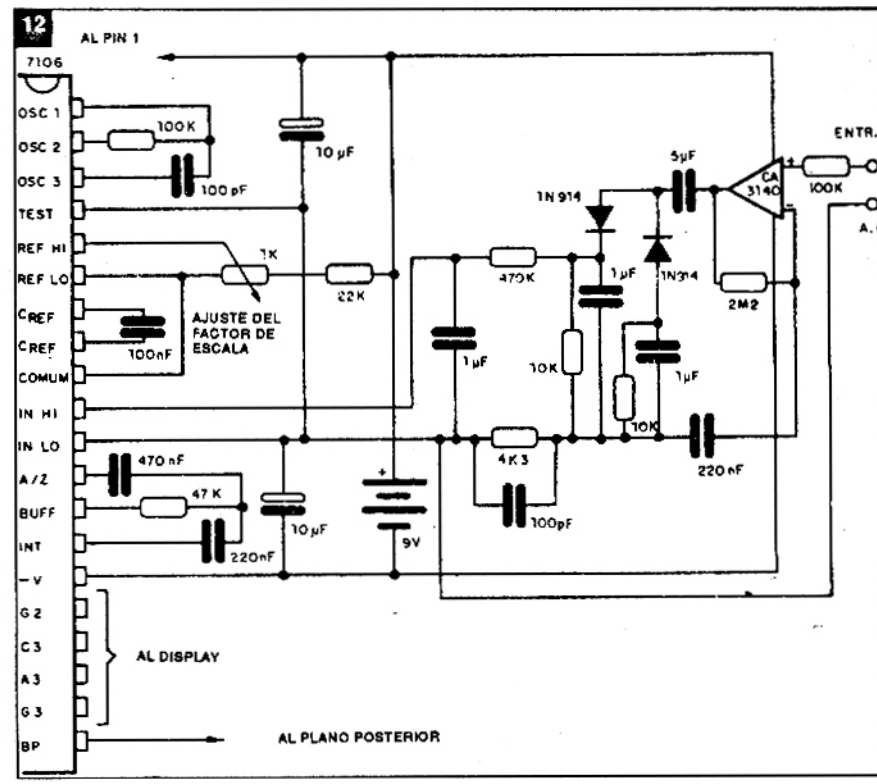
Con las informaciones y circuitos presentados, usted estará en condiciones de entender, y hasta de idear numerosos proyectos.

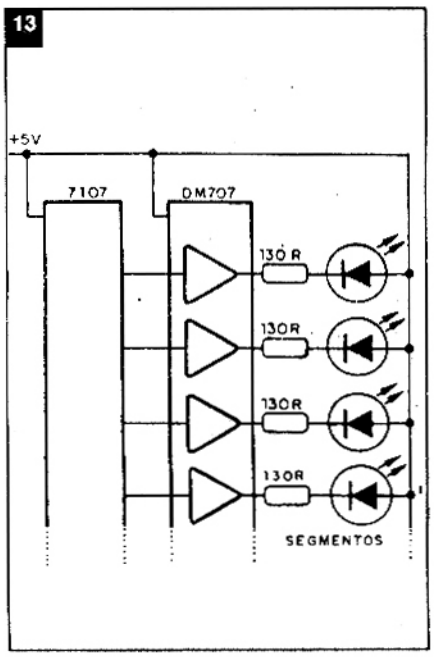
Una palabra de advertencia: como se trata de componentes importados, pueden ocurrir faltas eventuales en los comercios, entre un lote y otro de importación. Por eso, antes de proyectar cualquier aplicación, asegúrese de que cuenta con el integrado.

Bibliografía

"Manual Intersil de Componente" - Intersil Marketing Headguarters - 10710 N. Tantan Avenue - Cupertino - California - 95014 - USA







OSCILADOR DE SUBPORTADORA DE LOS TELEVISORES EN COLORES

El conocimiento de una importante etapa de los televisores en colores se hace necesario para su reparación. Este artículo, de tipo indudablemente didáctico, está dedicado sobre todo a los reparadores de TV.

por Joao Michel

Debido a la característica de modulación con portadora suprimida, la señal de crominancia es transmitida sin su portador. Su composición representa solamente un envoltorio que es incorporado y transmitido con la portadora principal de imagen.

Para que la señal de crominancia pueda ser demodulada es preciso que en el receptor exista un oscilador de subportadora. Ese oscilador produce una señal subportadora senoidal pura con frecuencia y fase controladas por la propia emisora. Si no fuera así, no se alcanzaría el efecto deseado.

Los demoduladores usados para demodulación de la señal de crominancia son llamados "demoduladores sincrónicos", justamente porque su función es demodular una señal a la que antes de la transmisión tuvo que suprimírsele su portadora. Para una perfecta reintegración de la señal moduladora, el demodulador sincrónico debe recibir, además de la propia señal a ser demodulada, una portadora sustituta que debe estar "sincronizada" con la original, que fue suprimida en la emisora.

La figura 1 muestra un diagrama en bloques de los circuitos demoduladores de crominancia y del oscilador de subportadora de color. Observe que en la TV en colores existen dos demoduladores, uno para la señal de diferencia de color R-Y o señal V y otro para la señal diferencia de color B-Y o señal U.

La frecuencia producida por el oscilador de subportadora de color es de 3,57561149 MHz. En la práctica, decimos que la frecuencia producida es de 3,58 MHz. Esa frecuencia es igual a la de la señal subportadora de color que fue suprimida en la emisora.

Debido a la gran estabilidad necesaria, tanto en relación a la frecuencia, cuanto en relación a la fase, los osciladores de subportadora de los televisores en colores son del tipo a cristal. La figura 2 muestra

1

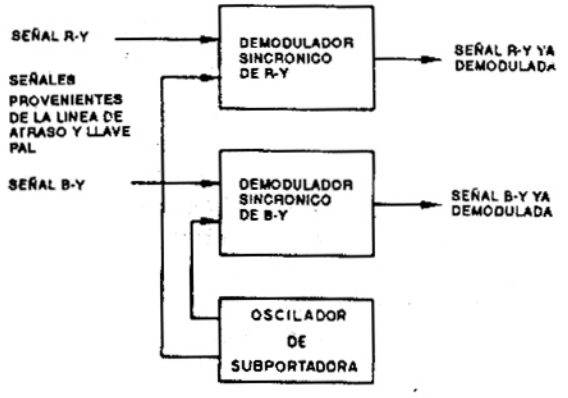


FIGURA 1 - Diagrama en bloques mostrando los circuitos demoduladores y oscilador de subportadora de color.

2

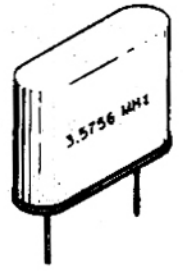


FIGURA 2 - Aspecto de un cristal de cuarzo de la forma en que aparece en los receptores de TVC.

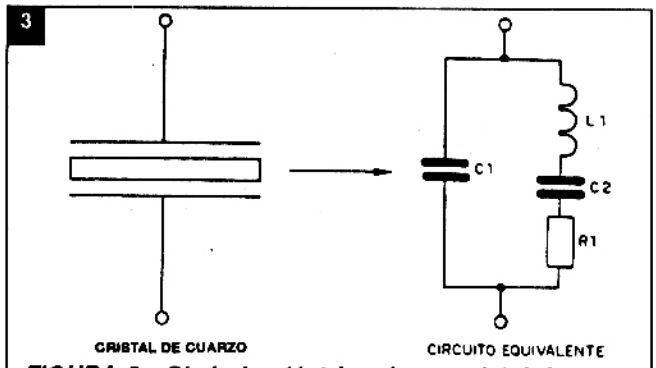


FIGURA 3 - Símbolo eléctrico de un cristal de cuarzo y su circuito eléctrico equivalente.

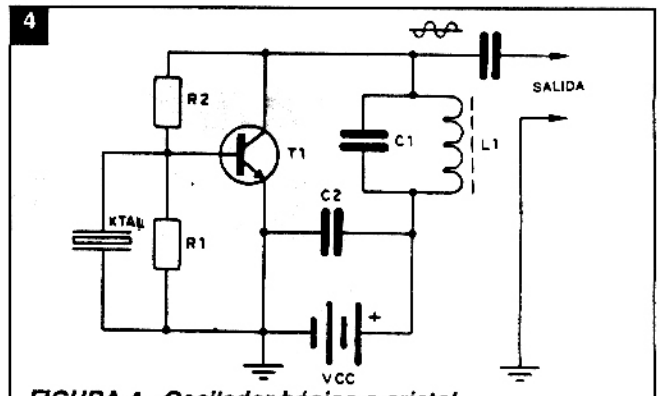


FIGURA 4 - Oscilador básico a cristal.

un cristal encapsulado de la forma como se encuentra en los receptores de TVC.

La figura 3 muestra el circuito equivalente de un cristal de cuarzo. El circuito equivalente de un dispositivo cualquiera es un circuito que, para cualquier condición impuesta, se comporta de la misma forma que el propio dispositivo.

En el caso del cristal de cuarzo, el circuito equivalente es formado por dos capacitores C1 y C2, de una inductancia L1 y de un resistor R1. Como se puede ver, estos elementos forman un circuito resonante para cierta frecuencia. En realidad un cristal de cuarzo tiene una frecuencia de resonancia determinada por la formación física del cristal, su volumen y tipo de corte a que fue sometido.

Los cristales de cuarzo tienen una forma peculiar de comportamiento: cuando son sometidos a una tensión mecánica (torsión, compresión o dilatación) producen a través de sus extremos una tensión eléctrica.

De forma inversa, cuando son sometidos a una tensión eléctrica, dan origen a una tensión mecánica.

Cuando un cristal de cuarzo es sometido a una tensión eléctrica instantánea, pasa a vibrar. Las vibraciones dan origen a una tensión variable a través del cristal. La tensión variable originada es semejante a una tensión senoidal. Esa tensión tiende a desaparecer debido a la resistencia eléctrica interna existente en el cristal. Para que el cristal mantenga la oscilación, o sea, mantenga una tensión instantánea periódica, la aplicación de esta tensión se debe dar exactamente en los instantes en que la tensión variable producida por el cristal comience a disminuir de amplitud.

Cuando se coloca un cristal en un circuito destinado a producir oscilaciones, puede recibir excitación extraida de un circuito resonante LC existente en el propio circuito, o venida de afuera. Generalmente, un oscilador de cristal contiene un circuito resonante propio que funciona en conjunto con el cristal. El circuito LC alimenta el cristal con una tensión senoidal generada de su propia oscilación y el cristal, a su vez, gracias a esa tensión senoidal proporcionada, genera una segunda tensión senoidal que realimenta la primera.

Así, un circuito resonante alimenta al otro y la oscilación conjunta se mantiene. Gracias a la realimentaicón entre los dos conjuntos resonantes, se consigue un oscilador bastante estable.

En la figura 4 se ve un circuito básico de oscilador a cristal.

El funcionamiento de este circuito es el siguiente:

Cuando se aplica la tensión Vcc, una corriente electrónica pasa a fluir desde el polo negativo de Vcc hasta el colector de T1. De allí, la corriente atraviesa el circuito tanque compuesto de C1 y L1 y retorna al polo positivo de Vcc. Como esa corriente se inicia de cero y crece hasta alcanzar un valor máximo, el capacitor C1 también lleva un tiempo finito para cargarse. La corriente, cuando crece, pasa a través de C1 y no a través de L1, ya que esta última ofrece una altísima resistencia al crecimiento de la corriente. Cuando la corriente alcanza su valor máximo la misma tenderá a permanecer con este valor, ya que es una corriente continua. Después de alcanzado ese punto C1 pasa a descargarse a través de L1, ya que ahora no existe más la fuerza que mueve la carga de aquel capacitor. Cuando C1 se descarga a través de L, una corriente generada por esta descarga provoca un creciente campo magnético a través de esa bobina. Toda energía proveniente de la descarga de C1 es almacenada en el capo campo magnético que envuelve a L1. Cuando C1 se haya cargado totalmente, L1 estará con su campo magnético en su máximo potencial. Luego que C1 queda sin ninguna carga. L1 pasa a devolver toda energía almacenada en su campo magnético hacia el capacitor.

Ahora es L1 la que carga a C1. El intercambio de energía entre C1 y L1 se mantiene mientras que la energía que mueve la corriente eléctrica entre los dos elementos no se haya disipado a través de la resistencia inherente al circuito. El vaivén de corriente a través de C1 y L1 crea una diferencia de potencial que también crece y decrece. A esa diferencia de potencial la llamamos "oscilación".

Esta oscilación es caracterizada por la formación de tensión senoidal amortiguada, esto es, que tiene un valor constante por determinado tiempo y después disminuye hasta desaparecer.

Un cristal que recibiera la misma forma de impulso inicial, como el que se

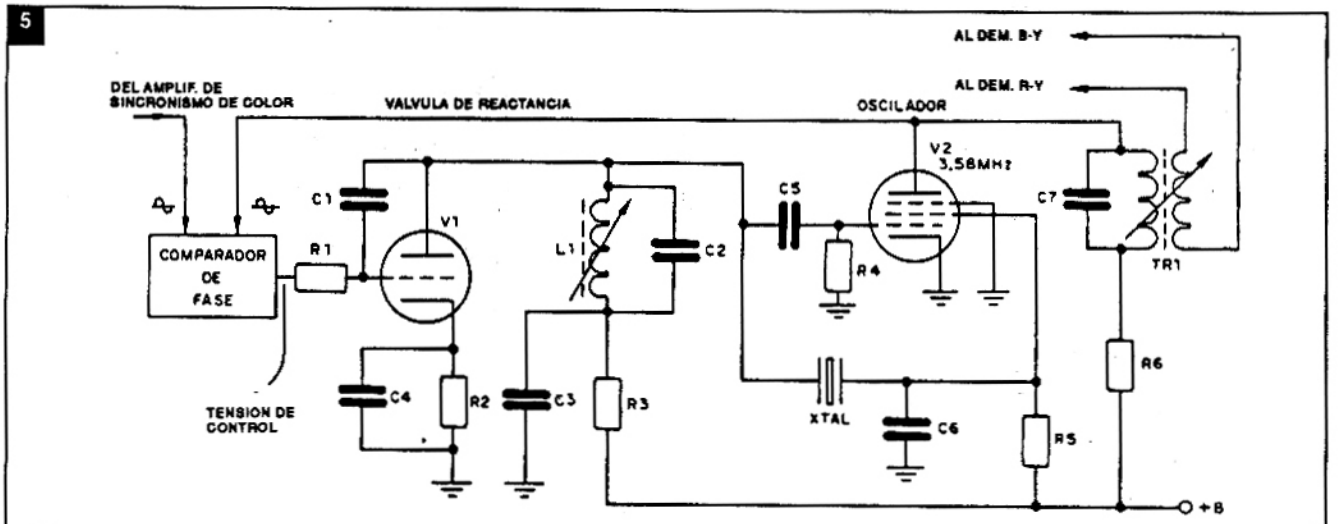


FIGURA 5 - Oscilador de subportadora con válvula.

aplicó al circuito compuesto por C1 y L1, se comportaría de la misma forma. Aprovechándose la capacidad existente en la juntura colector-base de T1 y la capacidad de C2, se puede propiciar un camino para la ida de la tensión senoidal desde el circuito L1-C1, hasta el cristal. Cuando el cristal recibe la tensión senoidal producida en L1 y C1, pasa a vibrar y también a generar una tensión senoidal. Esa tensión senoidal es reinyectada para C1 y L1, manteniendo la oscilación de este circuito tanque. La tensión senoidal generada en el cristal es aplicada al circuito L1-C1 a través del transistor T1 y del capacitor C2.

Teniendo un circuito L1-C1 oscilando en una frecuencia aproximadamente igual a la del cristal se consigue que este circuito alimente el cristal y, al mismo tiempo, sea alimentado por él. En la salida del circuito se consigue una tensión de oscilación constante en amplitud, fase y frecuencia.

Un circuito oscilador de subportadora con funcionamiento semejante al descripto, pero utilizando válvula, aparece en la figura 5.

En éste, el circuito tanque oscilador está constituido por L1 y C2. Una alteración en los valores reactivos de este circuito promueve una alteración de la resonancia, lo que tiene como resultado una alteración en la frecuencia de la resonancia del oscilador constituido por V2.

La grilla control de la válvula V2 sirve como ánodo de la válvula osciladora. Estando la placa aislada del ánodo oscilador no hay influencia del circuito que está conectado en la salida, sobre aquel oscilador.

La válvula V1 es una válvula de reactancia. Una alteración en su reactancia provoca una alteración en la frecuencia de resonancia de L1 y C2 y una alteración en la frecuencia o fase del oscilador de 3,58 MHz.

La válvula V1 funciona como una reactancia capacitiva. Gracias al capacitor C1, se tiene en la placa de esta válvula la tensión atrasada de 90^0 en relación a la corriente existente allí. Como es sabido, la reactancia capacitiva de cualquier capacitor provoca un atraso de 90^0 en la tensión en relación a la corriente que circula por ella. Para hacer que la válvula V1 se comporte como una reactancia capacitiva, o sea, atrasando la tensión a través de su salida en 90^0 en relación a la corriente que circula por su placa, se debe lograr un adelantamiento en la tensión de grilla de 90^0 en relación a la tensión de placa. Eso lo hace C1.

El circuito comparador de fase, que en la figura 5 vimos en forma de bloque, compara la fase de la tensión senoidal producida en el oscilador de 3,58 MHz con la fase de la señal de sincronismo de color, que es recibida de la emisora. Si existe una diferencia de fase entre las dos señales, habrá producción de una tensión de salida, que, aplicada en la grilla de control de V1, va a promover una alteración en la reactancia de esa válvula, y en consecuencia una alteración en la frecuencia del oscilador de 3,58 MHz.

Cuando la fase de la señal producida en el oscilador es igual a la de la señal de sincronismo de color, en la salida del circuito comparador la tensión es cero y el oscilador de 3,58 MHz permanece con su frecuencia inalterada.

Como se ve, una emisora sintonizada podrá, a través del sincronismo de color enviado, controlar la frecuencia y fase del oscilador de referencia o de subportadora del receptor.

Un circuito oscilador de subportadora usando transistor y diodo "varicap" aparece en la figura 6. En este caso, quien controla la frecuencia del oscilador de 3,58 MHz es el varicap.

El diodo varicap es polarizado inversamente. Una característica peculiar de este diodo es que una alteración en la polarización inversa aplicada provoca una variación en su capacidad interna (de la juntura).

Como el diodo está unido directamente al cristal, cualquier variación de tensión inversa aplicada al diodo provocará una variación en la frecuencia del oscilador.

6

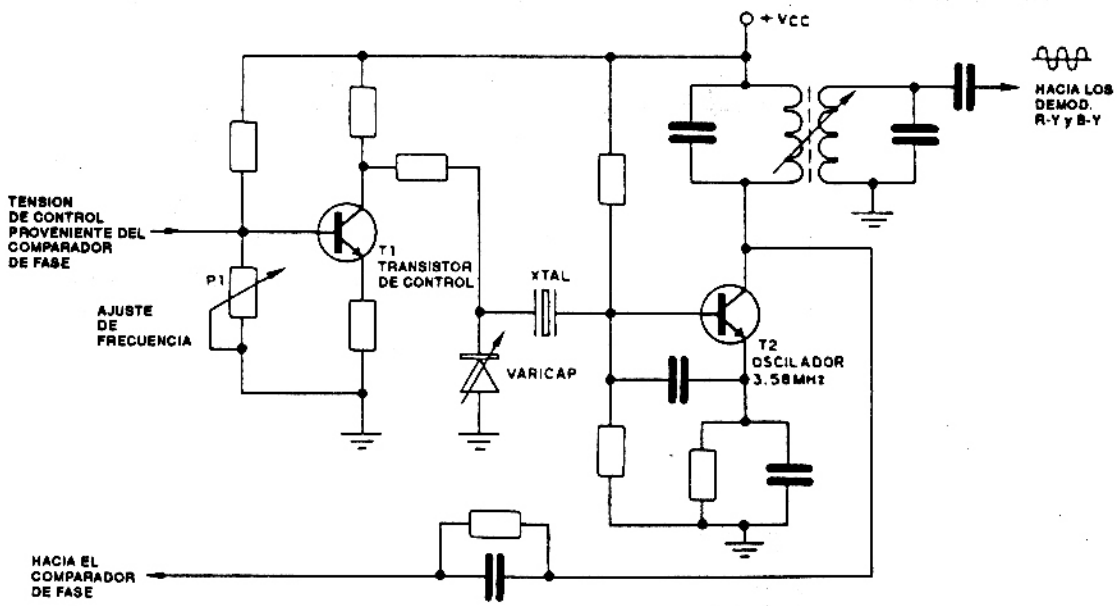


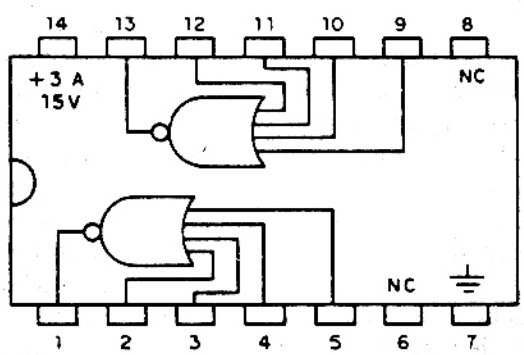
FIGURA 6 - Oscilador de subportadora untilizando transistor.

La tensión aplicada al diodo proviene del transistor T1. Una variación en la tensión de base de este transistor provocada por una variación de fase en el comparador de fase o en el potenciómetro P1 provoca una variación en la tensión de colector y ésta, a su vez, irá a provocar una variación de fase o frecuencia en el oscilador de subportadora.

CIRCUITOS & INFORMACIONES

4002
(DUAL 4-INPUT NOR GATE)
DOS PUERTAS NOR DE 4 ENTRADAS

Tiempo de propagación 25ns (10V)
60ns (5V)
Corriente a 1 MHz x 5V 0,4mA
Corriente a 1 MHz x 10V 0,8mA



Obs.: Usar de la serie B

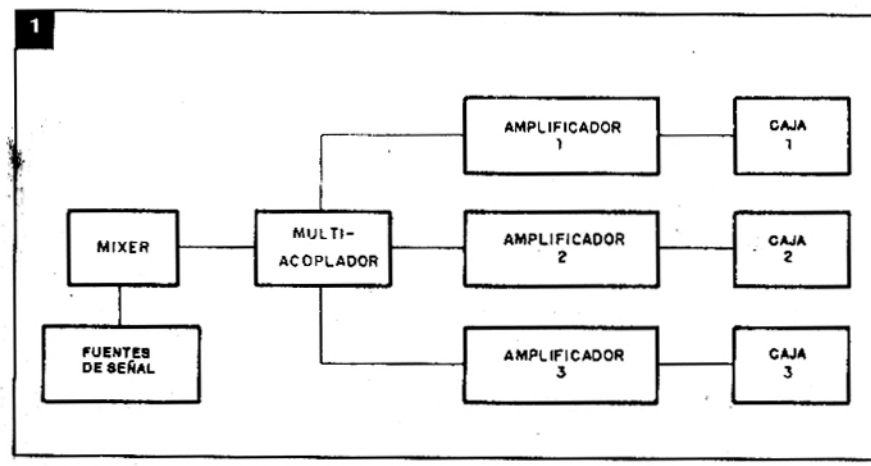
MULTIACOPLADOR

Describimos en este artículo un aparato que es el "inverso" de un mixer, permitiendo la separación de señales de una fuente para excitar diversos amplificadores. Se trata de un equipo de gran utilidad en conjuntos musicales o bien en sistemas de sonorización ambiental, cuando se usan diversos amplificadores en paralelo para conseguir mayor potencia. El aparato es muy simple y de gran sensibilidad.

por Newton C. Braga

Un multiacoplador puede ser descripto como un circuito que es "inverso" de un mixer. En el mixer aplicamos diversas señales en la entrada y obtenemos la mezcla de las mismas en una única salida. En el multiacoplador tenemos una señal de entrada que es separada en diversas salidas para excitar amplificadores independientes.

Es importante observar que no es muy ventajoso tener un único amplificador de potencia ultraelevada, si quisiéramos tener una gran potencia sonora, es mucho mas cómodo (y a veces más barato) tener un conjunto de amplificadores de menor potencia asociados en paralelo, como muestra la figura 1.



Además de la comodidad, es preciso también resaltar el factor de seguridad, ya que si uno de los amplificadores tuviera problemas, los otros seguirán funcionando y todo lo que ocurrirá será una pequeña reducción de potencia. En el caso de un único amplificador, si el mismo tuviera problemas el sistema dejará de funcionar por completo.

Observando la figura 1, notaremos que el multiacoplador es intercalado entre la fuente de señal (que puede ser la salida de un instrumento o de un mixer, que mezcla las señales de todos los instrumentos) y los amplificadores. En nuestra versión tenemos tres salidas, pero nada impide que este número se aumente hasta 10 ó mas, sin problemas de pérdidas. El circuito usa transistores de efecto de campo y tiene un consumo de corriente muy bajo, lo que permite la utilización de batería en su alimentación. Está claro que, en un sistema más elaborado, podemos hasta tomar la alimentación de uno de los amplificadores que el mismo debe excitar.

La sensibilidad de entrada es del orden de 100 mV, y se obtiene una señal de más de 1Vpp para la salida, lo que excita muy bien la mayoría de los amplificadores comunes.

El circuito

La señal de entrada pasa por un transistor de efecto de campo, montado en la configuración de fuente común (equivalente a emisor común). En esta configuración obtenemos una buena ganancia de tensión y una elevadísima impedancia de entrada. En el caso, esta impedancia es dada básicamente por el ajuste de sensibilidad de P1.

La señal retirada del drenaje del transistor es llevada a los difusores, que son otros transistores de efecto de campo, conectados en la configuración de drenaje común. En esta configuración obtenemos también una elevadísima impedancia de entrada, que no carga al excitador Q1, y una impedancia moderada de salida, del orden de 4k7. La señal tiene excelente intensidad en la salida, pudiendo fácilmente excitar los amplificadores.

C5 desacopla el circuito de la fuente

de alimentación, que puede tener tensiones entre 12 y 18V. La corriente consumida será de apenas algunos miliamperes.

Montaje

En la figura 2 damos el diagrama completo del aparato.

En la figura 3 tenemos nuestra sugerencia de placa de circuito impreso, bastante compacta, la cual puede ser fácilmente instalada en una cajita plástica. La fuente, en este caso, puede ser dos baterías de 9V en serie.

Como se trata de un montaje que opera con señales de audio de baja intensidad, deben tomarse precauciones para evitar la captación de zumbidos. Eso significa la utilización de cables blindados para las entradas y salidas, con todas sus mallas conectadas a un punto común y al negativo de la alimentación.

Los transistores son del tipo BF245, fácilmente encontrados en nuestro mercado, pero se pueden experimentar también equivalentes como el MPF102.

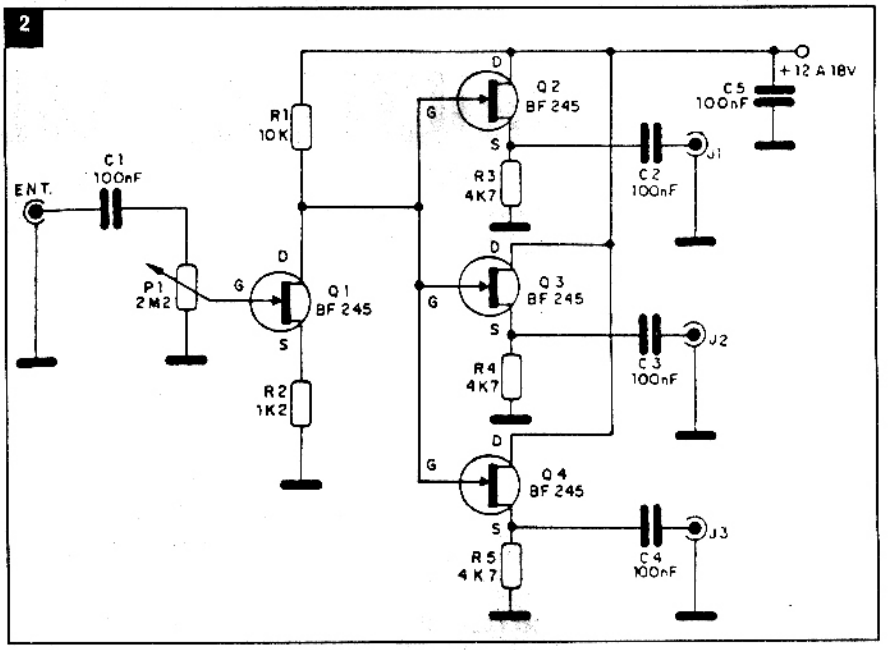
Los resistores son de 1/8 ó 1/4W con 5 ó 10% de tolerancia y los capacitores pueden ser cerámicos o de poliéster. Sus valores no son críticos, pudiendo usarse tipos de 120 ó incluso 150nF, en caso que tenga dificultad para hallar los valores originales.

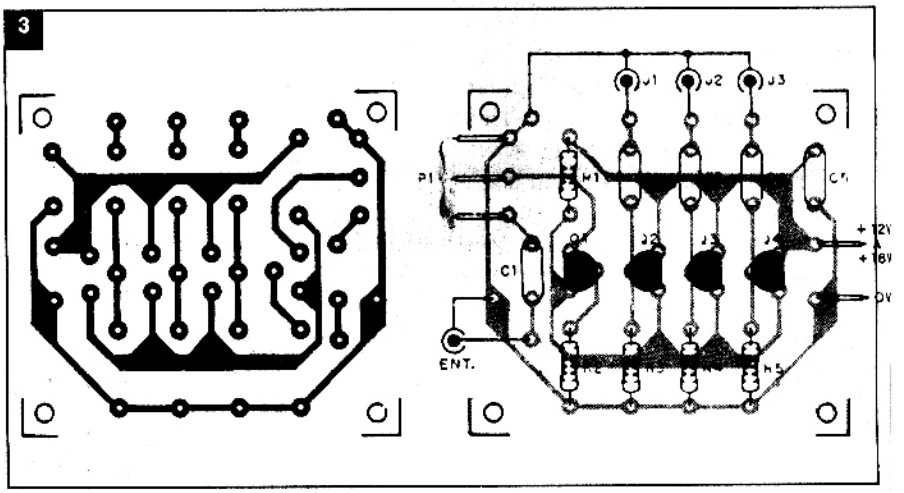
Los conectores de entrada y salida deberán ser elegidos en función de los equipos que deben ser interconectados. Sugerimos la utilización de conectores del tipo RCA, con disponibilidad de cables conteniendo conectores equivalentes de un lado y enchufes de acuerdo con los equipos asociados del otro.

Prueba y uso

Para probar su aparato, basta conectar una de las salidas a la entrada de un amplificador, que debe estar a medio volumen. Aplicando una señal en la entrada del multiacoplador y abriendo P1, debe aparecer su reproducción en el amplificador, sin distorsión.

Experimente del mismo modo las otras salidas.





Para usar, ajuste la sensibilidad de modo de obtener excitación total de los amplificadores, pero sin distorsión de las señales. Haga el mismo ajuste en el volumen de cada amplificador. Si hubiera algún tipo de ronquido, verifique los blindajes de los cables de entrada y salida de las señales.

LISTA DE MATERIALES

Q1, Q2, Q3, Q4 - BF245 ó equivalente - transistores de efecto de campo
C1 a C5 - 100nF - capacitores cerámicos o de poliéster
R1 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R2 - 1k2 - resistor (marrón, rojo, rojo)
R3, R4, R5 - 4k7 - resistores (amarillo, violeta, rojo)
P1 - 2M2 - potenciómetro lin o log.
Varios: enchufe de entrada y salida, caja para montaje, placa de circuito impreso, cables blindados, perilla para el potenciómetro, conectores para batería o fuente, soldadura, etc.

INDICADOR DE AFINACION PARA INSTRUMENTOS MUSICALES

¿Le gustaría disponer de un indicador electrónico sensible de afinación para sus instrumentos musicales (guitarra, bajo u otro) sin necesidad de recurrir a diapasones u otro recurso? El circuito que proponemos es un indicador preciso de frecuencia: la aguja de un instrumento dará una indicación máxima cuando la frecuencia del sonido captado por un micrófono sea exactamente la misma para la cual el aparato está previamente ajustado. Alimentado por pilas, ente indicador puede ser montado de forma compacta, lo que facilita mucho su uso.

por Newton C. Braga

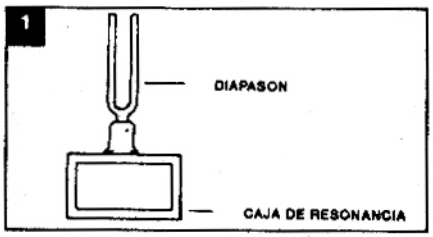
Una indicación precisa de la frecuencia de emisión de una nota de un instrumento musical es la mejor manera de hacer su afinación. Los procesos más usados de afinación hacen uso de un patrón que debe ser comparado con el sonido emitido, lo que requiere el "buen oido" del musico o afinador. Existe entonces un oscilador patrón que tanto puede ser electrónico, como el tradicional diapasón (figura 1) que debe activarse para que dé normalmente la nota (LA) de 440Hz.

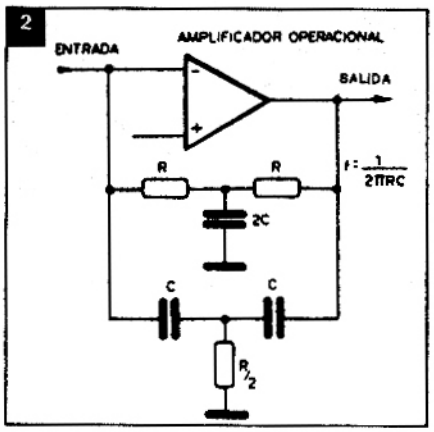
Lo que proponemos es un sistema que elimina la necesidad de contar con un buen oído de músico, pues la indicación de que la nota se encuentra en la frecuencia correcta es dada por un instrumento electrónico.

Básicamente nuestro indicador de afinación consiste en un micrófono, conectado a un filtro selectivo, que sólo dejará pasar la señal para el indicador si la misma está exactamente en la frecuencia preajustada. Calibrando el filtro para una determinada nota patrón, como por ejemplo el LA de 440 Hz, todas las veces que un sonido de esta frecuencia es captado, tendremos la indicación máxima.

El circuito es muy sensible y puede ser usado con cualquier tipo de instrumento, pues su acción no depende del timbre y sí de la frecuencia (altura) de la nota.

Montado en una cajita plástica y alimentado por pilas, una vez calibrado, no necesita ningún tipo de ajuste aparte de conectarlo y desconectarlo.





El circuito

La base del circuito es un filtro "doble T", cuya estructura se muestra en la figura 2. Montado alrededor de un amplificador operacional, el mismo proporciona una fuerte realimentación negativa en toda la banda menos en la frecuencia para la cual es sintonizado.

Así, mientras en la frecuencia exacta del ajuste su ganancia es del orden de 200 veces, con un factor Q = 50, la ganancia para cualquier otra frecuencia es prácticamente unitaria. En la figura 3 tenemos la curva de acción de este filtro.

Vea que, apenas una octava más abajo, la ganancia cae hasta solamente 1/3 , lo que significa que las notas adyacentes son rechazadas por el circuito.

La frecuencia en que un doble T actúa depende de los valores de sus componentes, que deben mantener las relaciones mostradas en la figura 4 en que también tenemos las fórmulas relativas al circuito.

Haciendo variable uno de los componentes, podemos ajustar sensiblemente la frecuencia de operación, pero, en la práctica, debido a la tolerancia principalmente de los capacitores, puede ser necesaria una adaptación más crítica a fin de obtener el funcionamiento deseado.

Esta adaptación consiste en la conexión experimental de capacitores de valores bajos en el doble T, en paralelo con C4, para bajar la frecuencia hasta el valor exacto de la nota patrón, o bien hacer su cambio en un lote hasta llegar al punto deseado. En el procedimiento para calibración veremos có-

mo hacer esto. Para excitar esta etapa de filtro a partir del sonido del instrumento, usamos un micrófono de electret, conectado a una etapa amplificadora con un único transistor.

No precisamos mayor amplificación que esto, pues el ajuste no debe hacerse lejos del indicador.

Con un único transistor, tendremos sensibilidad para que en el caso de una guitarra, por ejemplo, el mismo puede quedar a 30 ó 40 cm del micrófono, y con esto, obtendremos deflexión total de la aguja del instrumento cuando se consigue la nota correcta.

El indicador es un microamperímetro de 0-200µA que puede ser aprovechado de un VU-metro común de bajo costo.

Observe que la utilización de un amplificador operacional en la configuración indicada exige el empleo de una fuente de alimentación simétrica. Esta fuente consiste en dos juegos de cuatro pilas pequeñas, que tendrán excelente durabilidad dado el bajo consumo de corriente del aparato y al hecho de que su utilización se hará en intervalos de tiempo cortos.

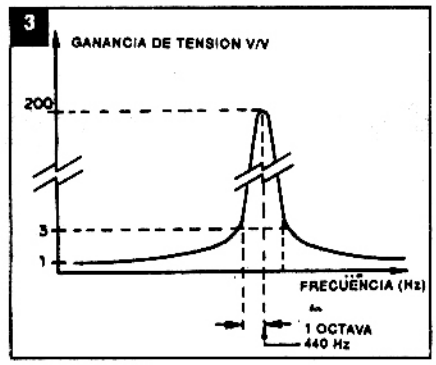
Montajes

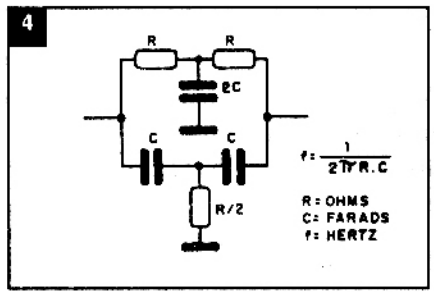
El diagrama completo del indicador aparece en la figura 5. Para el montaje optamos por la utilización de una placa universal con patrón de matriz de contactos, como muetra la figura 6.

El integrado 741 se puede montar en un soporte DIL, lo que facilitará su sustitución y evitará el calor en el proceso de soldado. Los resistores son todos de 1/8W ó 1/4W y los capacitores de filtro (C3, C4y C5) pueden ser de poliéster o cerámica, así como los demás, excepto C6 y C7, que son electrolíticos para 6V ó más. El micrófono de electret es del tipo de dos terminales, debiendo observarse su polaridad mientras que Q1 puede ser cualquier transistor de silicio de uso general.

P1 y P2 son trimpots cuyo ajuste deberá hacerse solo una única vez después del montaje del aparato.

Para la alimentación usamos dos soportes de 4 pilas pequeñas y su tamaño influirá directamente en la caja que se usará, como muestra la figura 7.





Como tenemos una fuente de alimentación simétrica, el interruptor usado es doble. Podemos usar para este fin una llave reversible, aprovechando cuatro de sus seis terminales.

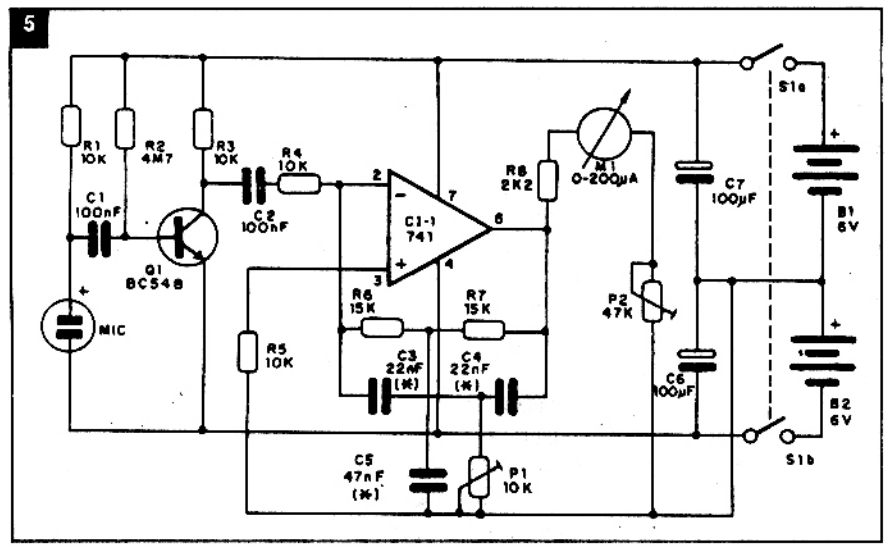
Ajuste y uso

El ajuste es algo crítico y puede hacerse tomando como base dos fuentes de señales. Una de ellas sería un generador de audio conectado a un amplificador y ajustado para la frecuencia exacta de 440Hz. La utilización de un frecuencímetro en su salida sería importante para obtener esta frecuencia con precisión (figura 8). Otra posibilidad es a partir de un instrumento previamente afinado o de diapasones mecánicos (silbato o tipo horquilla).

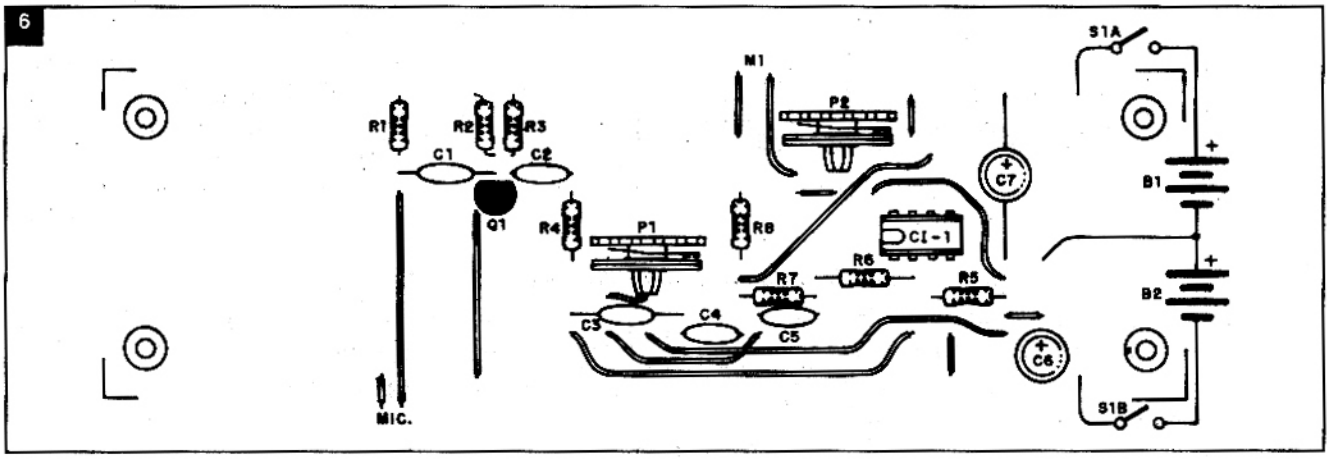
Debemos ajustar el potenciómetro P1 para obtener la máxima indicación de M1. Si la aguja tiende a pasar del final de la escala, ajustamos P2, que limita su curso.

Si no se consigue la frecuencia exacta de ajuste, será preciso modificar los valores de los componentes del doble T. En este punto, con el frecuencímetro, las cosas son más sencillas, pues podemos saber cuál es la diferencia de frecuencia que existe el entre el punto de funcionamiento y el punto deseado.

Si la frecuencia está por arriba de lo esperado, el accionamiento ocurre con una nota más alta, entonces debemos aumentar C5 y eventualmente C3 y C4, conectando en paralelo capacitores de menor valor (de 220 pF a 1nF) hasta obtener el punto correcto. Si la frecuencia estuviera por debajo de lo esperado, entonces debemos cambiar C3 y C4 por otros capacitores de un mismo lote, esperando encontrar unidades con valores menores dentro de un mismo lote, esperando encontrar unidades con valores menores dentro de la banda de tolerancia (un capacímetro ayudaría mucho en esto: vea "Capacímetro Sonoro" en Saber Electrónica Nº 12 y "Capacímetros: adaptador para multímetro" en Saber Electrónica Nº 7), o bien reducir sus valores de 15 ó 20 nF e ir conectando capacitores, de 4nF ó 5n6 en el caso de



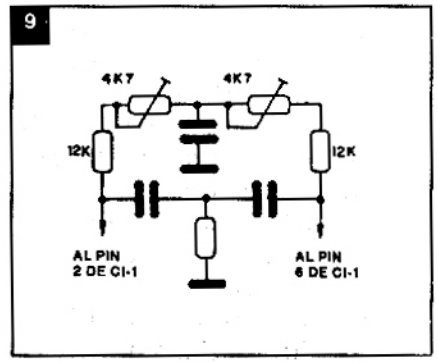
6



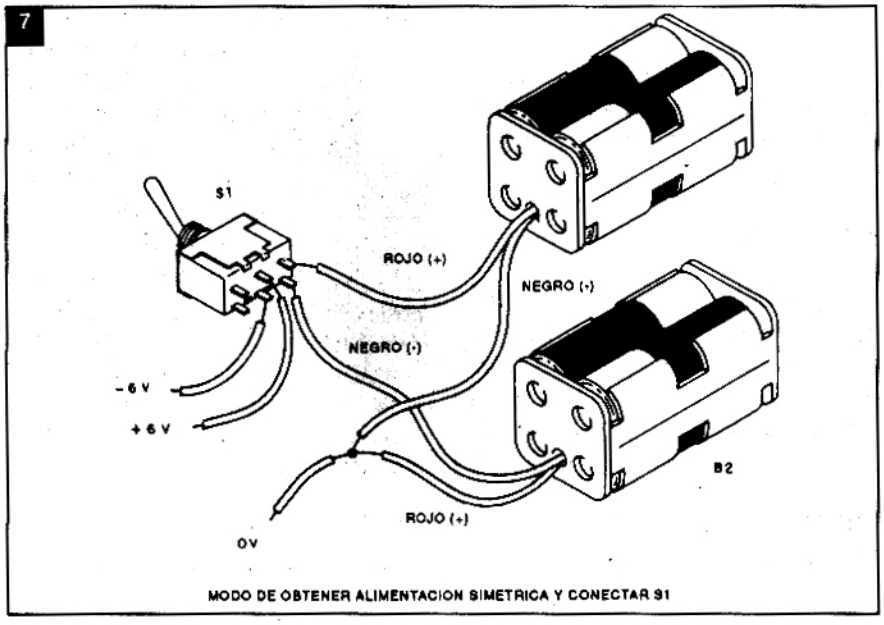
15nF y de 1n5 a 2n2 en el caso de 20 nF, hasta obtener la afinación exacta retocada en P1.

Otra posibilidad menos crítica consiste en cambiar R6 y R7 por trimpots de 4k7 en serie con resistores de 12k y hacer el ajuste fino en estos componentes (figura 9). Para usarlo, después de ajustado, basta conectar la unidad y afinar el instrumento delante del micrófono. Al dar la nota correcta (LA = 440Hz) la aguja se moverá hasta la indicación máxima.

9

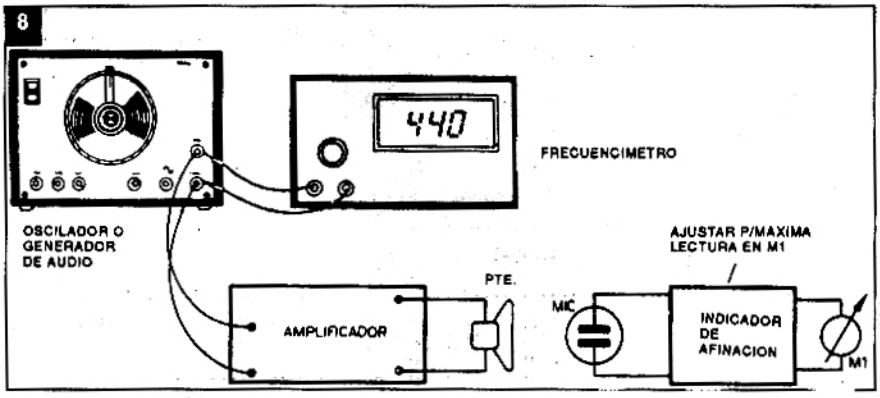


7



MODO DE OBTENER ALIMENTACION SIMETRICA Y CONECTAR S1

8



LISTA DE MATERIALES

CI-1 - 741 - circuito integrado - amplificador operacional
Q1 - BC548 ó equivalente - transistor NPN de uso general
M1 - 0 - 200μA - microamperímetro
MIC - micrófono de electret de dos terminales
B1, B2 - 6V - 4 pilas pequeñas
S1 - interruptor doble
P1 - 10k - trimpot
P2 - 47k - trimpot
R1, R3, R4, R5 - 10k - resistores (marrón, negro, naranja)
R2 - 4M7 - resistor (amarillo, violeta, verde)
R6, R7 - 15k - resistores (marrón, verde, naranja) (ver texto)
R8 - 2k2 - resistor (rojo, rojo, rojo)
C1, C2 - 100 nF - capacitores cerámicos o de poliéster
C3, C4 - 22 nF - capacitores cerámicos o de poliéster - ver texto
C5 - 47 nF - capacitor cerámico o de poliéster - ver texto
C6, C7 - 100μF - capacitores electrolíticos

Varios: placa de circuito impreso universal, dos soportes de 4 pilas pequeñas, caja para montaje, zócalo para el integrado, cables, soldadura, etc.

** El valor de R2 puede alterarse en la banda de 1M a 10M para modificar la sensibilidad de entrada.*

RECONOCEDOR DE VOZ

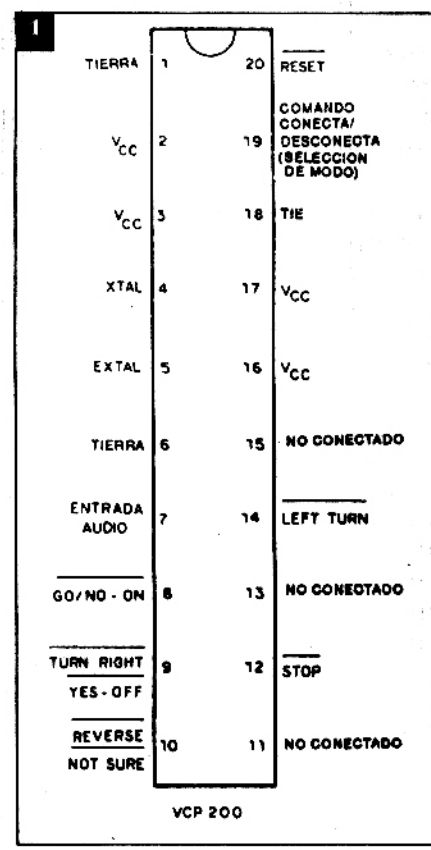
Un único circuito integrado que reconoce comandos verbales, cinco para movimientos y dos para funciones de conectar y desconectar, independientemente de la persona que habla, puede ser de gran utilidad en diversas aplicaciones. El objetivo de este artículo es presentar un componente de tecnología inédita, con contenido predominantemente didáctico.

por Patrick Bensadova

El VCP200, fabricado por la empresa norteamericana Archer y comercializado por la red Radio Shack (ambas pertenecinetes al grupo Tandy Corporation, es un circuito integrado especialmente proyectado para ciertas aplicaciones, principalmente didácticas, que explora uno de los campos más intrigantes de la electrónica: el reconocimiento de órdenes habladas.

Existen actualmente diversos sistemas de reconocimiento de la voz en el mundo entero, en etapas muy avanzadas, pero que desgraciadamente sufren del mismo mal: normalmente sólo son capaces de reconocer la voz de una persona, ya que fueron "entrenados" para obedecer un cierto patrón de voz, perteneciente a una banda limitada de frecuencia, siendo incapaces de reconocer comandos de una voz que no obedezca este patrón. En ciertas ocasiones no reconocen ni siquiera la voz de la propia persona, cuando ésta se encuentra resfriada, por ejemplo.

Pues bien, el principio usado en la construcción del VCP200 permite que éste reconozca un cierto número de órdenes, independientemente del patrón de la voz de quien habla. Simplemente divide las palabras en trozos pertenecientes a ciertas clases fonéticas, reconociendo entonces los trozos de estas clases que constan de un vocabulario predetermiando. De esta forma, el VCP200 realiza un análisis espectral de la señal de entrada entre 300Hz y 5,5kHz; hace una asociación de las clases fonéticas de las palabras; basado en forma espectral, construye "bloques" con estas clases y los compara con los que tiene almacenados en su "memoria". En caso que haya coincidencia, el comando es reconocido y el CI activa una cierta función.



Debemos observar que todas las comparaciones ejecutadas en el intento de reconocer una orden son realizadas en tiempo real, o sea, a medida en que son dados los comandos, el CI inicia inmediatamente el análisis mencionado, procesando la señal ininterrumpidamente hasta el fin de la secuencia de reconocimiento.

El VCP200 posee dos modos de operación. En el llamado modo de comando, el mismo es capaz de reconocer cinco comandos de "movimiento", en inglés: **go** (adelante), **stop** (pare), **left turn** (izquierda), **turn right** (a la derecha), y **reverse** (reversa). En el llamado modo conecta/desconecta, reconoce dos comandos en inglés: **yes** y **no** o bien **off** (desconecta) y **on** (conecta).

Cuando es reconocido un cierto comando, su respectiva salida pasa al nivel lógico bajo, capaz de absorber una corriente de hasta 10mA. En el modo conecta/desconecta, además de las dos salidas asociadas, existe una tercera, indicando que el comando no fue reconocido (figura1).

Como ejemplo, al dar el comando STOP, el pin 12 del CI va a nivel bajo, mientras que las restantes salidas (pins 8, 9, 10 y 14) quedan en nivel alto.

El pin 19 del CI es el que hace la selección de modo de operación: nivel bajo (0V), modo de comando y nivel alto (V_{CC}), modo conecta/desconecta.

En aplicaciones donde exista ruido de fondo constante, como el causado por acondicionadores de aire, ventiladores o motores por ejemplo, la estabilidad del circuito puede ser calibrada ajustando simplemente la ganancia del amplificador de entada de modo que la señal de salida del segundo amplificador no sobrepase 1V de pico a pico en reposo. De un modo general, cuanto menor fuera el ruido externo, mejor será la performance del circuito.

A pesar de que el VCP200 ignora algunas palabra que no constan en su vocabulario, fue proyectado suponiendo que normalmente

deberá discriminar o elegir solamente entre las órdenes programadas. De esta forma, palabras no programadas como comandos son frecuentemente aceptadas como tal, pero los verdaderos comandos son raramente confundidos unos con otros.

El circuito

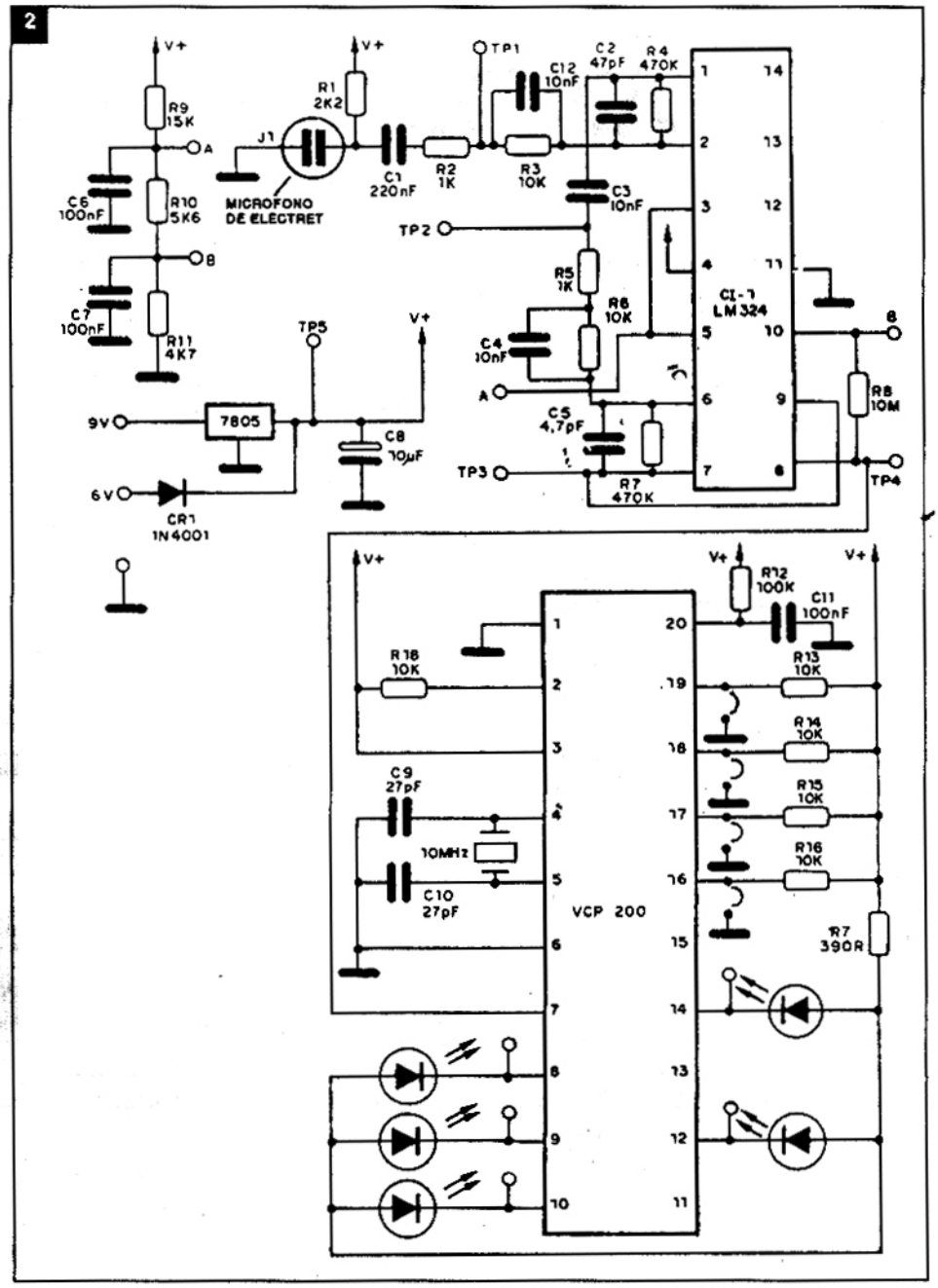
En la figura 2 tenemos el diagrama completo del circuito del VCP200 y sus componentes asociados.

Note que los valores selecionados para el amplicador de entrada (LM324) hacen que el mismo genere en la salida una señal cuadrada, lo que resulta una representación de la señal de entrada del micrófono en forma de onda cuadrada. Las características de ganancia y frecuencia del amplificador pueden ser ajustadas para ofrecer un mejor rechazo del ruido de fondo, simplemente seleccionando los componentes adecuados. Todos los componentes, incluso el LM324, son de fácil obtención, a no ser el cristal de 10MHz, que puede ser más difícil de conseguir en ciertas localidades. En este caso, un filtro cerámico del mismo valor causará igual efecto, si se lo conecta entre los pins 4,5 y 6 del VCP200.

Una vez montado, el circuito exige ciertos cuidados para que funcione de forma satisfactoria:

* Recuerde que la señal aplicada al VCP200 está muy distorsionada. En caso que haya problemas para lograr el reconocimiento de la orden, intente hablar más alto en el micrófono, ya que esto hace que la señal sea todavía más alta proporcionando una transición aguda entre las clases fonéticas.

* Como mencionamos anteriormente, el sistema posee dos modos de operación, que pueden ser seleccionados por el nivel lógico del pin 19. En el modo de comando, las palabras deben ser pronunciadas con claridad. En el modo conecta/desconecta, prácticamente no existen problemas de reconocimiento. Este modo acepta dos pares de comandos **(yes/no y on/off)** debido a la semejanza fonética en la pronunciación de las palabras YES y OFF, o NO y ON.



Básicamente el éxito del reconocimiento de la voz independiente de la persona que habla reside en dos factores. El primero es que una palabra correctamente pronunciada, después de analizada da una forma de onda muy similar para diferentes patrones de voces. El segundo factor es que las palabras que el sistema intenta reconocer deben sonar lo más diferentes posible unas de las otras, motivo por el cual los proyectistas eligen palabras que, bien pronunciadas, tengan contenidos fonéticos diferentes.

Observación: El circuito integrado VCP200, que nosotros sepamos, no está en venta en nuestro país. Nuestro prototipo fue construido a partir de una muestra del fabricante. Como ya dijimos, el objetivo de este artículo es presentar a nuestros lectores también componentes de tecnología inédita, con fines eminentemente didácticos y no esencialmente prácticos lo que no impide que los lectores que tengan facilidades para obtener el componente en el exterior puedan construir también su prototipo.

ANTENAS DIPOLO

Cuando se quieren evaluar las características de las antenas generalmente se compara al elemento con otro "ideal" que emite o recibe información desde todas direcciones. Si bien se trata de un radiador ideal existen antenas de muy sencilla construcción, que, aunque no son ideales bien sirven para ser tomadas como referencia.

Por Luis H. Rodríguez

La antena dipolo es la más empleada al realizar experiencias o en situaciones de apuro por ser más fácil de construir. Consiste en un hilo conductor, cortado al centro para colocar la línea de transmisión, cuya longitud total debe ser igual o media longitud de onda de la señal con que se está operando (figura 1).

Por ejemplo, es sabido que la longitud de onda tiene estrecha vinculación con la frecuencia de la señal.

$$\lambda = \frac{C}{F}$$

donde:

λ = longitud de onda de la señal

C = velocidad de propagación de las ondas electromagnéticas (300.000 km/s)

F = frecuencia de la señal

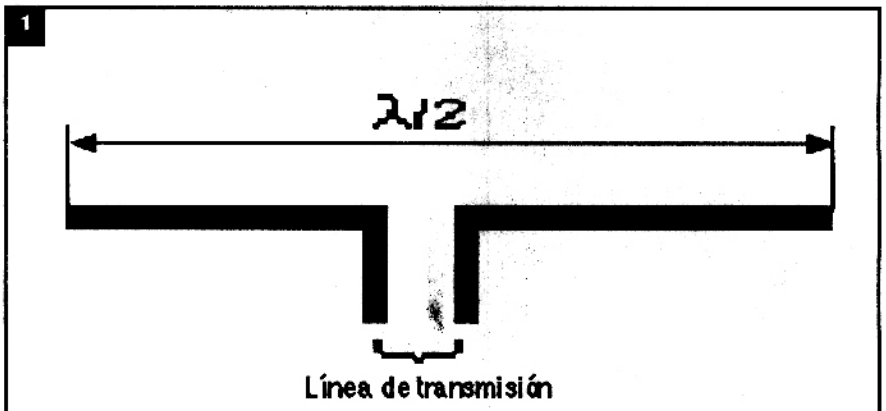
Con lo cual, la longitud "L" del dipolo se calcula:

$$L = \frac{\lambda}{2} = \frac{C}{2xF}$$

Para una señal de 90 MHz, se necesitará una antena dipolo cuya longitud "L" se calcula:

$$L = \frac{300.000.000 \text{ m/s}}{2 \times 90.000.000 \text{ c/s}} = 1{,}666 \text{ m}$$

En la medida que aumenta la frecuencia de la onda de trabajo menor será la longitud del dipolo con lo cual para muy altas frecuencias se requieren antenas pequeñas.



La antena dipolo es de fácil construcción

El material empleado generalmente para la construcción de estas antenas es el cobre y como se produce el denominado "efecto de puntas" para lograr la resonancia a la frecuencia de trabajo se debe acortar un poco la longitud del dipolo de la misma manera que el factor de propagación de las líneas de transmisión.

Para bajas y medias frecuencias, el diámetro del hilo conductor no tiene mayor influencia y en ese caso se puede decir sin miedo a cometer un gran error, que cortando la antena un 5% se consigue la condición de resonancia a la frecuencia deseada.

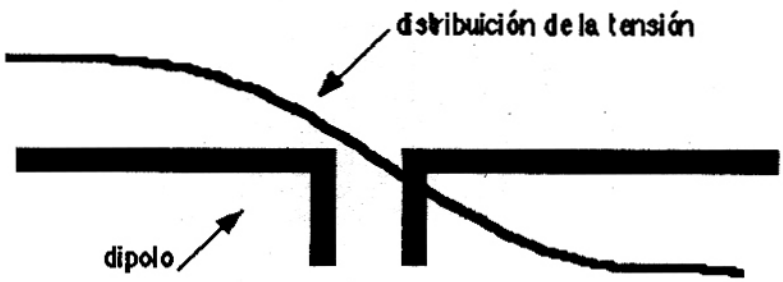
Por lo tanto, la fórmula para calcular la longitud final del dipolo queda:

$$L = \frac{142{,}5}{F}$$

donde la frecuencia "F" debe expresarse en MHz.

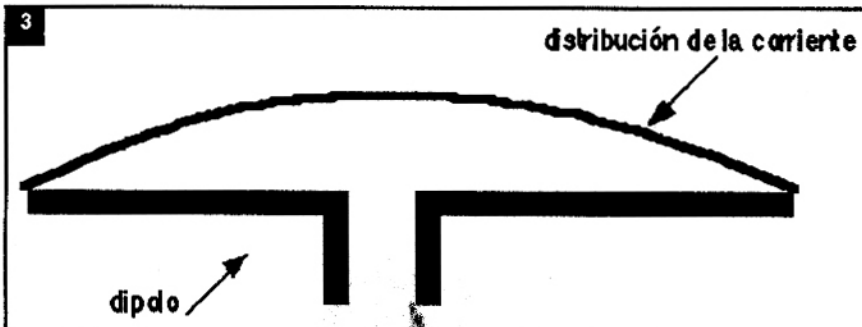
Cuando hay adaptación perfecta entre equipo (tranceptor) y antena la tensión se distribuye de forma de ser máxima en los externos y nula en el centro (en general es mínima) (figura 2). Esto quiere decir que hay que tener mucho cuidado en la elección de los puntos de sujeción de la antena ya que aisladores inadecuados en los puntos podrían provocar grandes pérdidas debido a la elevada tensión presente en

2



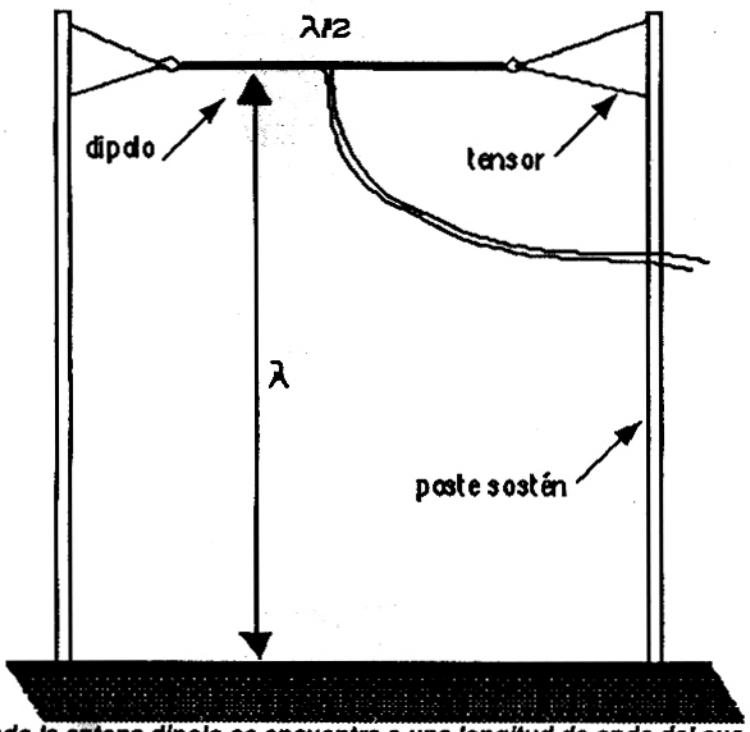
En un dipolo adaptado, la tensión es máxima en las puntas y mínima en el centro.

3



En un dipolo adaptado, la corriente es máxima en el centro y nula en las puntas.

4



Cuando la antena dipolo se encuentra a una longitud de onda del suelo su impedancia es de 73 ohm.

las puntas. Debe tenerse en cuenta también que "no se deben tocar las antenas" con las manos ya que aún con bajas potencias, el toque de las puntas puede producir quemaduras.

En cuanto a la corriente, la distribución es tal que en el centro es máxima para decrecer en las puntas hasta hacerse nula (figura 3).

Otro aspecto de principal importancia de la antena dipolo es su impedancia característica; la impedancia nominal del dipolo es de 73 ohm pero la misma se ve influenciada por la proximidad de la antena a la tierra. Se puede afirmar que la impedancia de la antena varía considerablemente con la altura respecto del suelo por lo tanto se define la impedancia nominal como aquella que posee la antena cuando está situada a una longitud de onda del suelo (figura 4)

Una antena dipolo situada a una distancia comprendida entre 1/4 y 1/2 de longitud de onda del suelo posee una impedancia del orden de los 100 ohm. La impedancia de la antena en función de la altura puede variar entre los 60 ohm y los 100 ohm aproximadamente como lo demuestra la figura 5.

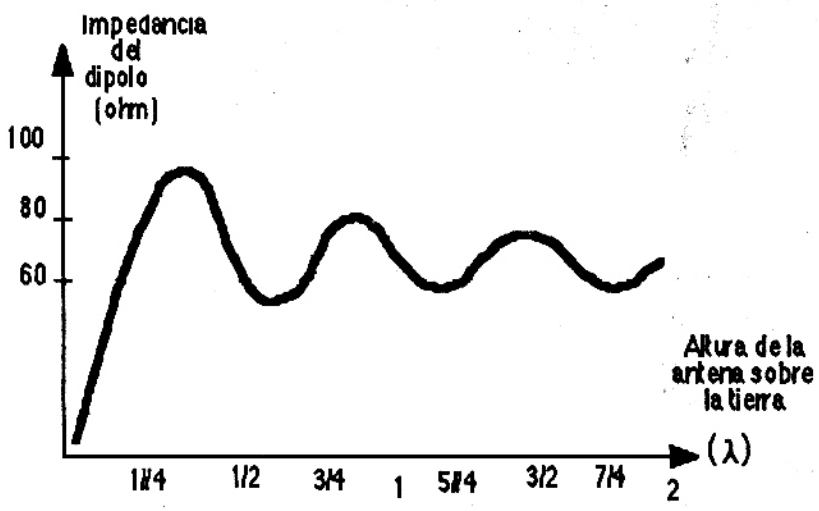
Una resistencia de radiación inadecuada del dipolo generará una onda estacionaria que quitará eficacia al sistema. El efecto mencionado no tiene demasiada importancia si se acepta una Relación de Onda Estacionaria (ROE) en la línea de transmisión de 2:1 (la ROE se puede eliminar variando la altura del dipolo).

En la figura 5 se ve que la impedancia de la antena en función de la altura sigue una curva oscilante cuya variación decrece en la medida que más alto se encuentra el elemento.

Por ejemplo, si se conecta una antena situada a 3/4λ de la tierra a una línea de transmisión de 75 ohm, como la impedancia del dipolo es de 80 ohm, la ROE será:

$$ROE = \frac{80}{75} = 1{,}066:1$$

4



La resistencia de radiación de un dipolo también depende de la ubicación de la antena desde el piso.

Lo que resulta un valor muy pequeño que no acarrea inconvenientes.

En frecuencias bajas, como la longitud de onda es muy grande resulta dificultoso elevar demasiado la antena. Como ejemplo citemos que en la banda de 80 m (hasta 30 MHz), 3/4λ significa 60 m lo que resulta una altura muy difícil para elevar la antena.

En estos casos, lo ideal es colocar la antena a 1/5λ sobre la tierra donde la impedancia es de aproximadamente 50 ohm pudiendo alimentar al irradiante con una línea normalizada de 52 ohm.

En el próximo número de Saber Electrónica seguiremos analizando las características del dipolo para que aprenda fácilmente a sacar mejor provecho en la instalación de una antena.

CIRCUITOS & INFORMACIONES

CARACTERISTICAS FUNDAMENTALES DE LA SERIE LOGICA 4000 - CMOS

Banda de tensiones de trabajo . . . . . 3 a 15V
Banda de temperatura de operación . . . -40 a + 85°C
Entrada HI mín . . . . . 3,5 V (para 5V Vdd)
Entrada LO máx . . . . . 1,5 V (para 5V Vdd)
Corriente de salida HI mín . . . . . 1,0mA (para 5V Vdd)
Corriente de salida LO mín . . . . . 0,8mA (para 5V Vdd)
Tensión de salida HI máx . . . . . 4,99V (para 5V Vdd)
Tensión de salida LO máx . . . . . 0,01V (para 5V Vdd)

FERROMODELISMO: CONTROL DE VELOCIDAD CON INERCIA

Mucho más realismo para sus trenes miniatura es lo que el lector podrá lograr con este control de velocidad con inercia. Aunque se abra todo el control, el tren no se acelerará demasiado en la vía, sino que tendrá una aceleración constante, propia del gran peso que un convoy ferroviario tendrá con toda su carga.

por Newton C. Braga

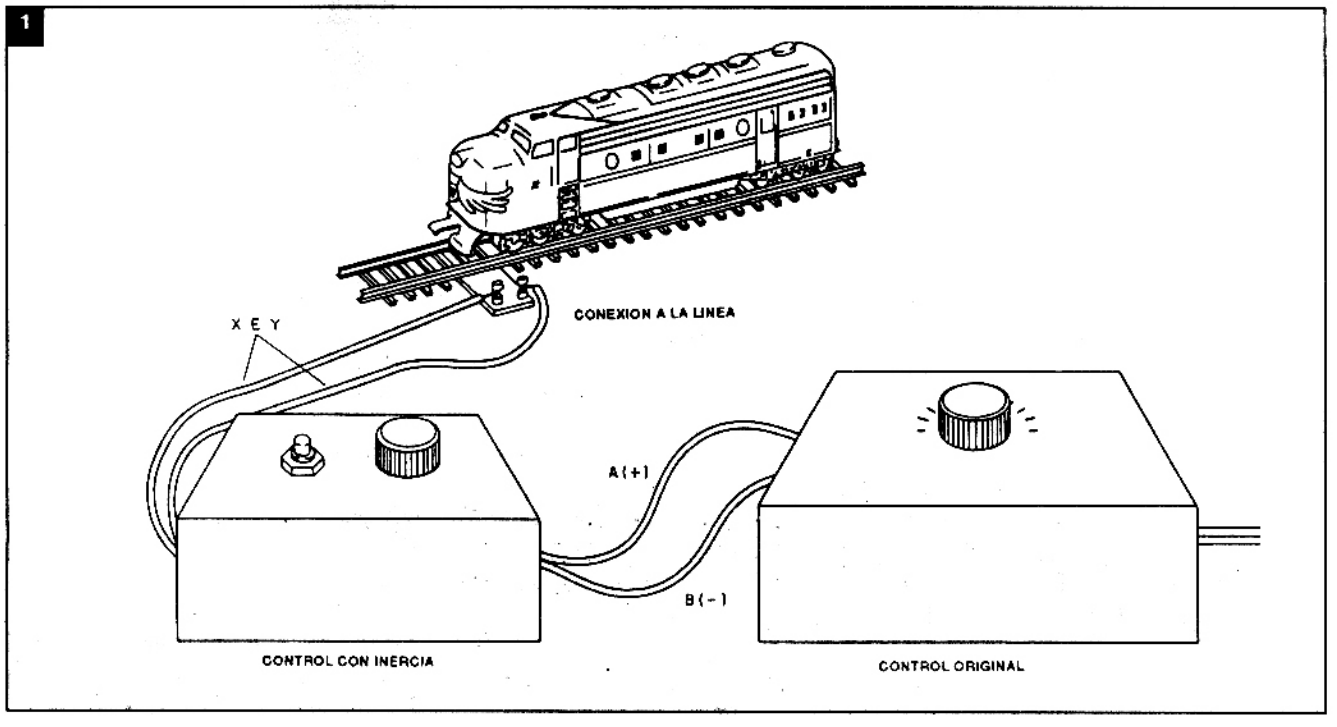
El circuito es muy simple y puede funcionar, realmente, con cualquier tipo de juguete con motor eléctrico de 6 a 15 Volt y con corriente que no supere los 2A. Entre ellos, además de los trenes eléctricos, podemos incluir a los autitos eléctricos. No se exige ninguna modificación en el control original, ya que el sistema puede ser intercalado entre éste y la línea, como muestra la figura 1. Para la operación se usará el potenciómetro de nuestro control, quedando el potenciómetro del control original en la posición de máxima velocidad.

Cómo funciona

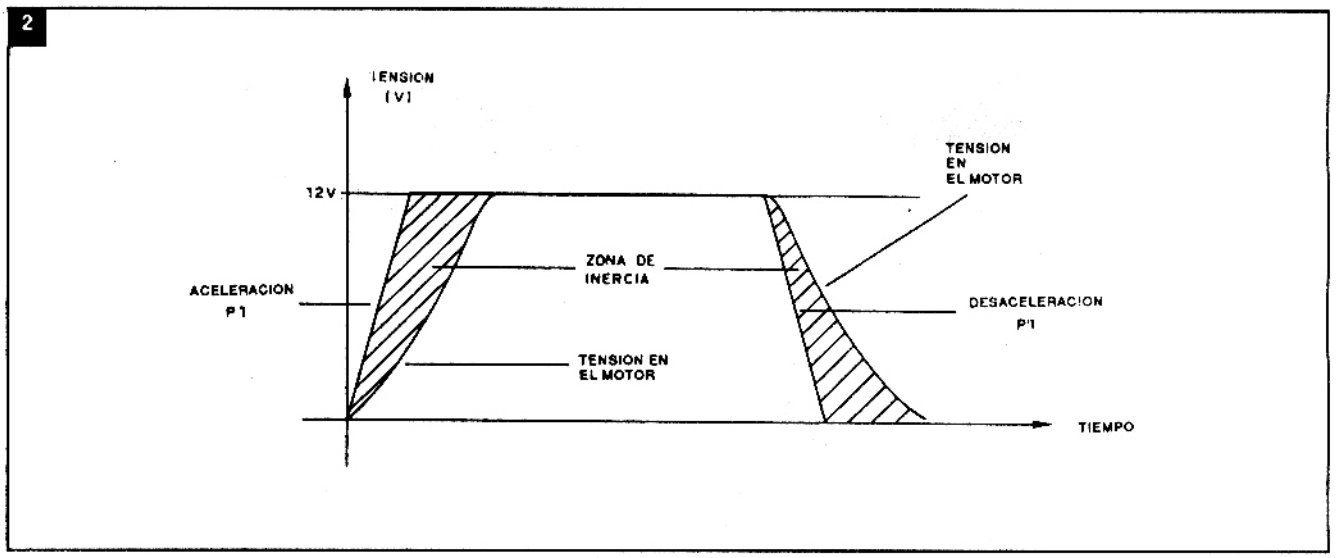
Se usan dos transistores de potencia en la configuración Darlington como un reóstato electrónico.

La corriente de base del primer transistor (Q2 en el diagrama) determina la corriente a ser aplicada en el motor, en el caso, a través del colector de Q1.

Como esta corriente de base es muy pequeña, podemos obtener una variación automática de su intensidad usando re-



2



des RC con componentes de valores relativamente bajos.

De este modo, el potenciómetro que controla la corriente de base del par Darlington tiene intercalada una red de retardo formada por los resistores R1 y R2 y por el capacitor C2.

Cuando abrimos el control de velocidad, que es P1, la corriente no sube inmediatamente de valor en la base de Q2, pues es preciso antes que se caegue de C2 a través del resistor R1. El efecto práctico es que el circuito no responde a variaciones rápidas de velocidad impuestas por P1, lo que significa que existe un límite para la aceleración del motor usado como carga.

La curva de la figura 2 ilustra lo que ocurre.

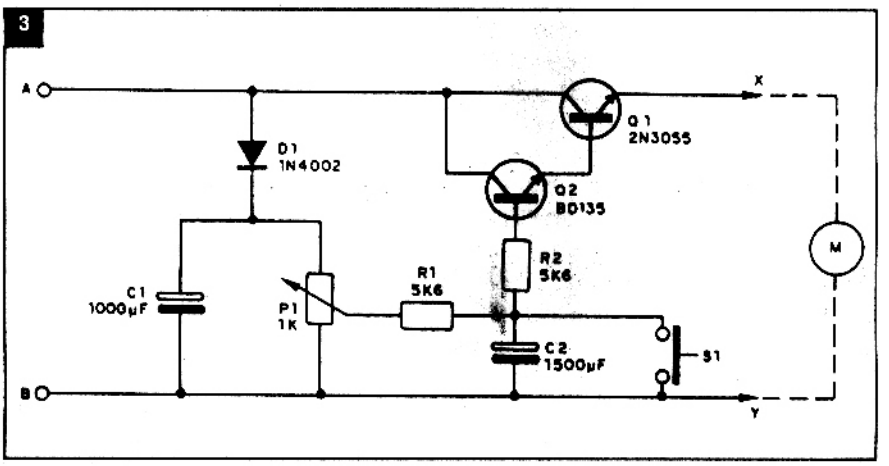
Una subida de tensión en el cursor de P1 es acompañada por la inmediata subida de la tensión de carga.

En la misma curva tenemos el efecto de la desaceleración con inercia. El tren tampoco para inmediatamente cuando accionamos el control en este sentido.

Cuando el cursor de P1 es llevado al lado de tierra, con la reducción a cero Volt de la tensión, el capacitor C2 demora todavía un momento proporcionando la corriente de base de Q2. Los transistores amplifican esta corriente y el motor va perdiendo gradualmente su velocidad hasta parar.

Con los cambios de velocidad, el efecto de inercia también se mantiene por el mismo motivo.

3



Un recurso interesante que posee este circuito es la parada de emergencia, que es hecha por S1. Al presionar este interruptor, la tensión en C2 cae a cero, con la detención inmediata del motor.

Montaje

En la figura 3 tenemos el diagrama completo del control de velocidad. Como podemos ver todos los componentes son comunes. En la figura 4 damos la versión en puente de terminales, que puede ser considerada la más recomendable, en vista del reducido número de componentes, y de que no se requiere un proyecto compacto.

El transistor Q1 deberá ser fijado en un disipador de calor, como muestra la figura 5, principalmente si el tren controlado, o los motores, exigen corrientes por encima de 500mA.

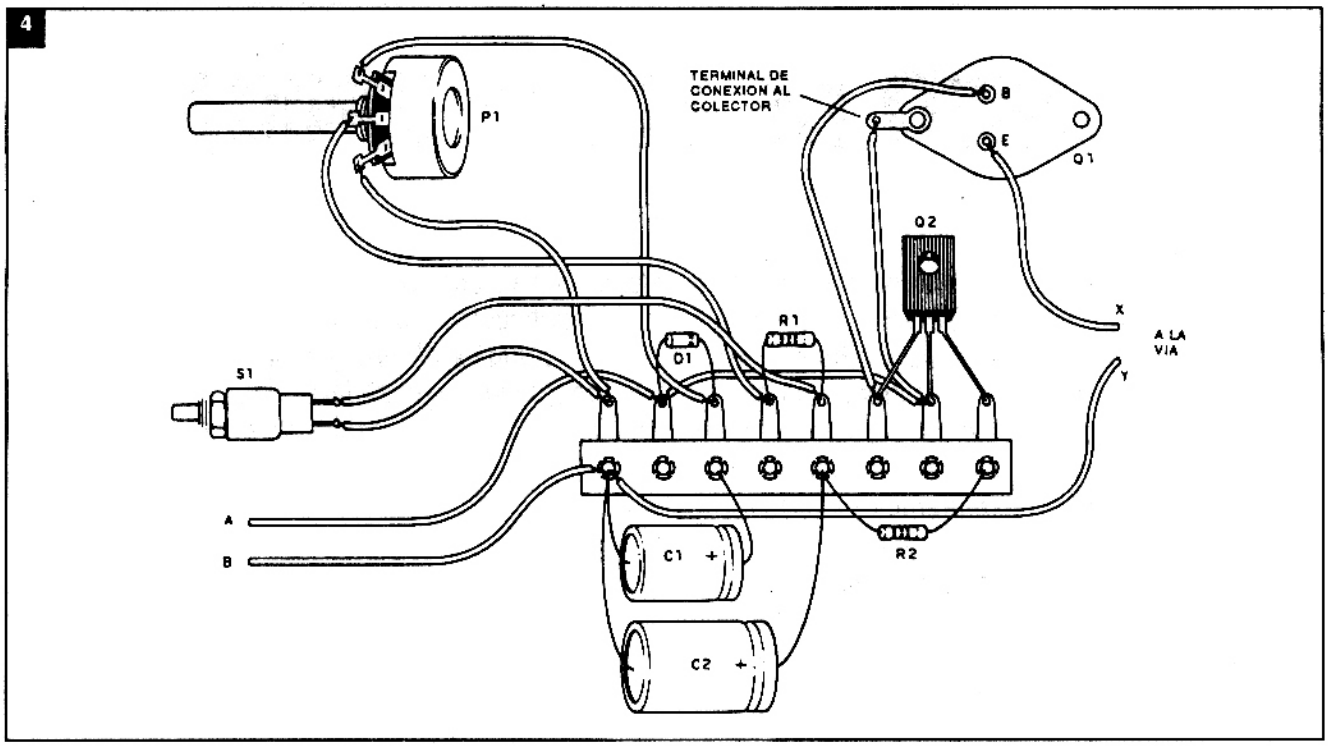
En el montaje, son pocos los cuidados que deben tomarse, todos enumerados a continuación:

a) El diodo D1 tiene polaridad determinada y puede ser, además del 1N4002, cualquier equivalente, como el 1N4004, 1N4007 ó BY127.

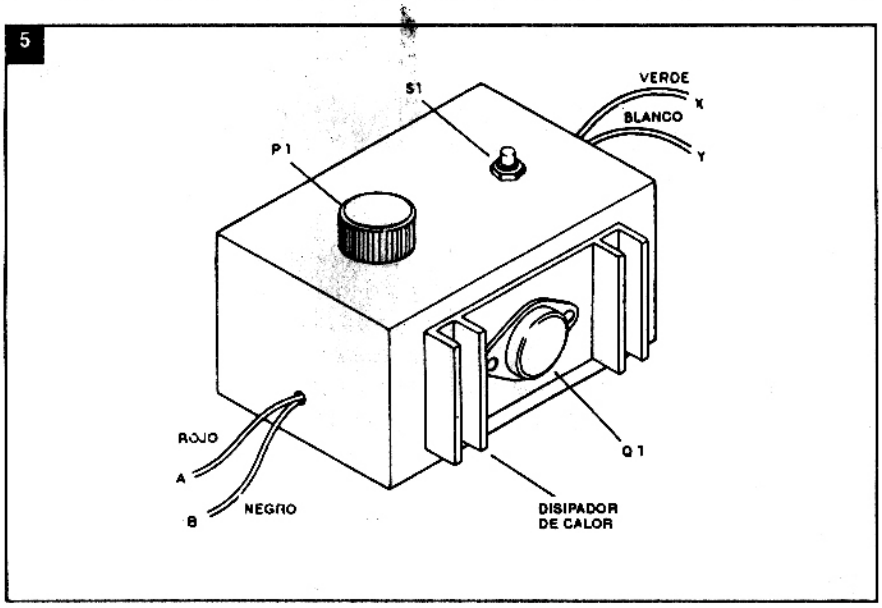
b) Q1 es un 2N3055 con disipador y Q2 puede ser el BD135 ó equivalentes directos, como los BD137 ó BD139. Vea su posición de montaje.

c) Los capacitores electrolíticos tienen tensión de trabajo de por lo menos 25V y su polaridad debe ser respetada. C2 puede ser alterado en su valor para cambiar la "inercia" del motor controlado. Menores

4



5



capacitores permiten obtener menor inercia.

d) Los resistores son de 1/8W y en la conexión de P1 siga el orden de la conexión de los cables.

Una caja plástica, como la que aparece en la figura 5, sirve para alojar a todos los componentes. Los cables de entrada y de salida de colores diferentes ayudan a la hora de las conexiones.

Prueba y uso

Para probarlo, puede emplear una fuente de 12V y una lámpara o motor conectado a la salida. La fuente será conectada en A y B, con la polaridad indicada (A = positivo, y B = negativo).

Al actuar sobre P1, la lámpara debe ver su brillo alterado con cierta inercia, mientras que con el motor ocurrirá la alteración de su velocidad. Para usar, sólo basta intercalar el control entre el transformador original, cuyo potenciómetro debe ser mantenido en el máximo, y la línea, siguiendo la polaridad.

Observación: la llave de reversa del movimiento, si existe en su control debe ser colocada después del sistema. Para que el lector no tenga que sacarla del control ya existente, basta agregar una llave suplementaria en la salida del circuito, o sea, en los puntos X e Y.

LISTA DE MATERIALES

Q1 - 2N3055 - transistor de potencia
Q2 - BD135 - transistor de potencia
D1 - 1N4002 ó equivalente - diodo de silicio
P1 - 1k - potenciómetro simple
C1 - 1.000µF x 25V - capacitor electrolítico
C2 - 1.500µF x 25V - capacitor electrolítico
R1, R2 - 5k6 x 1/8W - resistores (verde, azul, rojo)
S1 - interruptor de presión (botón de timbre)
Varios: puente de terminales, disipador de calor, tornillos, cables, botón para el potenciómetro, caja, etc.

CURSO DE ELECTRONICA

En la lección anterior aprendimos a calcular los valores de algunos componentes de una fuente en función del tipo de rectificación y filtrado, además de la tensión deseada. Vimos que la ondulación perjudica el funcionamiento de determinados circuitos como por ejemplo los que incluyen señales de audio, ya que en este caso aparecen en el parlante, en la reproducción, ronquidos desagradables. Pero todavía no hemos terminado con el tema "fuente". En esta lección hablaremos de procesos usados en fuentes que permiten multiplicar la tensión continua al mismo tiempo que se hace la rectificación. Podremos, a partir de un transformador de 6V, obtener tensiones tan altas como 15V ó 30V continuos usando solamente diodos y capacitores. Esto se logra con la ayuda de los multiplicadores de tensión.

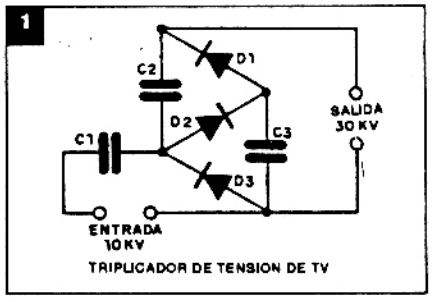
LECCION 32:

MULTIPLICADORES DE TENSION

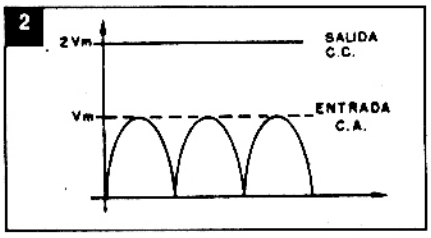
Cómo partir de una determinada tensión alterna y después de la rectificación y filtrado obtener una tensión continua 2 ó incluso 3 veces mayor?

Con el uso de diodos y capacitores podemos multiplicar el valor de pico de una tensión alterna, y con esto realizar interesantes fuentes. Estas fuentes proporcionan valores elevados de tensiones continuas con las más diversas finalidades.

Citamos como ejemplo de aplicación de estos multiplicadores los triplicadores de tensión que se usan en televisores en colores, los que proporcionan decenas de millares de Volt para los cinescopios (figura 1).



TRIPLICADOR DE TENSION DE TV



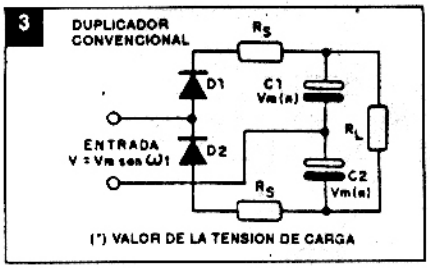
32.1 Duplicadres de tensión

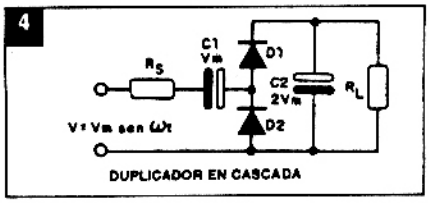
En un duplicador de tensión obtenemos un valor de pico en la salida (carga del capacitor) igual al doble del valor de pico de la senoide de entrada. Suponiendo una carga con corriente suficientemente pequeña, podemos decir que la tensión continua de salida se acerca al doble de la tensión de pico de entrada proporcionada por el transformador o red (figura 2).

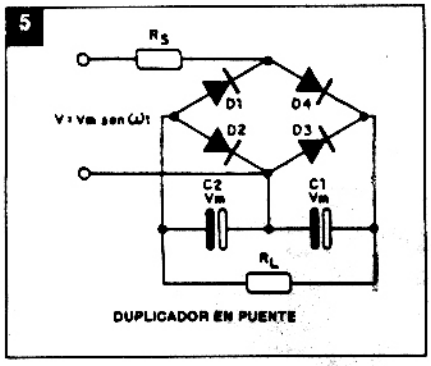
Está claro que, como no se puede crear energía a partir de nada, la ganancia de tensión se traduce en una pérdida equivalente de corriente. En un duplicador, por ejemplo, la corriente media de 100mA se traduce en una corriente media de salida máxima de 50mA.

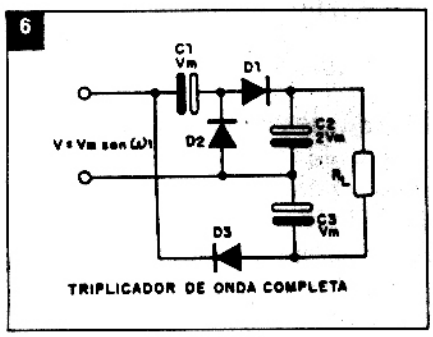
En la figura 3 tenemos entonces el primer circuito de duplicador que se denomina de tipo convencional.

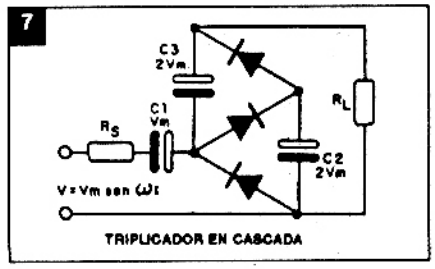
En el semiciclo positivo de la alimentación, el diodo D1 conduce a través de Rs, cargando con la tensión de pico de la red al capacitor C1. En el semiciclo negativo, conduce D2 a través de Rs cargando C2 con al tensión de pico de la red (o secundario del transformador). La descarga de los dos capacitores en serie, por el circuito de carga (RL), se hace entonces con una tensión que corresponde a la suma

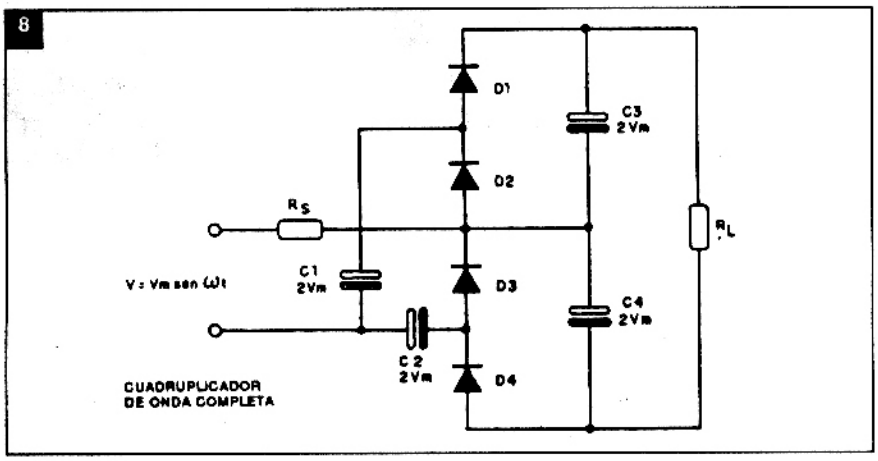












de los valores de pico, o el doble de la tensión de entrada (pico).

Los capacitores en este circuito deben ser dimensionados para soportar el valor de pico de la senoide de entrada, mientras que los diodos deben soportar por lo menos el doble del valor de pico de la tensión de entrada.

En la figura 4 tenemos un segundo tipo de duplicador que se denomina "duplicador en cascada".

En el semiciclo negativo se carga C1 a través de D2 con la tensión de pico de entrada. En el semiciclo positivo la tensión de carga de C1 se suma a la tensión de pico de la red, cargándose entonces C2 a través del diodo D1. El capacitor C2 queda entonces cargado con el doble de la tensión de pico de entrada, descargándose a través del circuito de carga, entre los semiciclos.

Vea entonces que C1 debe ser especificado para una tensión de trabajo por lo menos igual a la de pico de entrada, mientras que C2 debe ser especificado para el doble de este valor.

Finalmente, tenemos el duplicador en puente que aparece en la figura 5.

En el semiciclo positivo de la alimentación se garga C1 con la tensión de pico de la red y en el semiciclo negativo se carga C2 con el mismo valor. En los intervalos, ocurre la descarga sobre la carga con la suma de las tensiones pues los capacitores están en serie.

C1 y C2 son especificados para una tensión de por lo menos el valor de pico de entrada.

32.2. Triplicadores

En un triplicador obtenemos en la carga una tensión continua próxima a las 3 veces el valor de pico de la tensión senoidal de entrada.

En la figura 6 tenemos un triplicador de tensión de onda completa que funciona de la siguiente manera:

Como podemos ver, los diodos D1 y D2 en conjunto con C1 y C2 forman un duplicador en cascada. Mientras tanto, en el semiciclo negativo, también se carga C3 a través de D3 con la tensión de la red (pico). De este modo, en la descarga de C2 y C3 tenemos una tensión sumada que equivale a 2 veces el valor de pico más una vez el valor de pico, lo que resulta en 3 veces el valor de pico sobre RL.

C1 y C3 son especificados para una tensión de trabajo por lo menos igual al pico de entrada, mientras que C2 debe ser especificado para el doble.

En la figura 7 tenemos un triplicador en cascada; es la configuración más común.

En el semiciclo negativo se carga C1 con la tensión de pico de la red. En el semiciclo positivo se cargan C3 y C2 con el doble de la tensión de la red pues ésta se suma a la carga de C1. En la descarga, se suma también a la tensión de C3 y C2 la tensión de C1, obteniéndose entonces el triple de la tensión de pico en la red.

32.3. Cuadruplicadores de tensión

En este circuito tenemos una tensión continua en la salida, para cargas de corriente suficientemente baja, equivalente al cuádruplo del valor de pico de la tensión senoidal de entrada.

El primer circuito de cuadruplicador es de onda completa, usando 4 diodos, como muestra la figura 8.

En realidad, este circuito se aproxima al de dos duplicadores asociados cuyo funcionamiento ya vimos. Así, en una fase los capacitores C1 y C3 se cargan con el doble del valor de pico de la tensión de entrada, y en la fase siguiente se cargan C2 y C4. En los intervalos entre los semiciclos ocurre la descarga a través de la carga. Vea entonces que C3 y C4 están en serie de modo que sus tensiones se suman en la descarga. Obtenemos entonces una tensión de descarga equivalente a 4 veces el valor de pico en la entrada, como se preveía en esta configuración.

Todos los capacitores usados deben tener una tensión de trabajo por lo menos igual al doble de la tensión de pico de entrada.

Observe que la carga y descarga de C3 y C4 en este circuito ocurren entre los semiciclos positivos y negativos también, lo que significa que se trata de un circuito de onda completa.

Finalmente tenemos el cuadruplicador de media onda, que aparece en la figura 9.

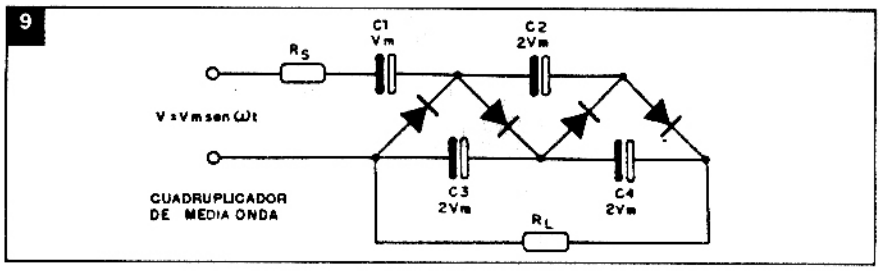
En este circuito C3 y C4 se cargan en los medios ciclos con el doble de la tensión de pico de la red o entrada para después descargarse a través del circuito de carga. Como estos capacitores están en serie, la tensión de descarga se duplica.

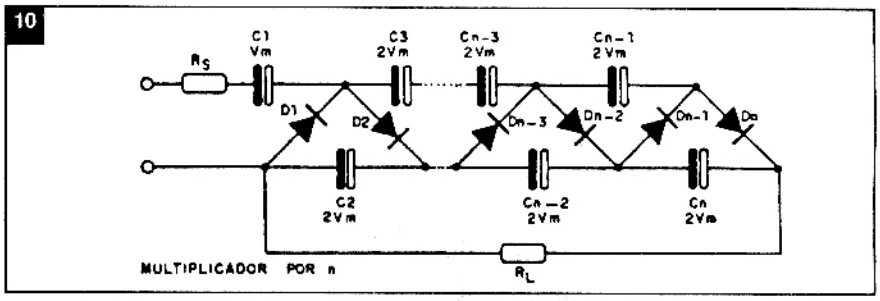
Los capacitores C2, C3 y C4 deben ser especificados para una tensión de trabajo por lo menos el doble de la tensión de pico senoidal de entrada. El capacitor C1 es el único que precisa tener solamente la tensión de pico de entrada con especificación de trabajo.

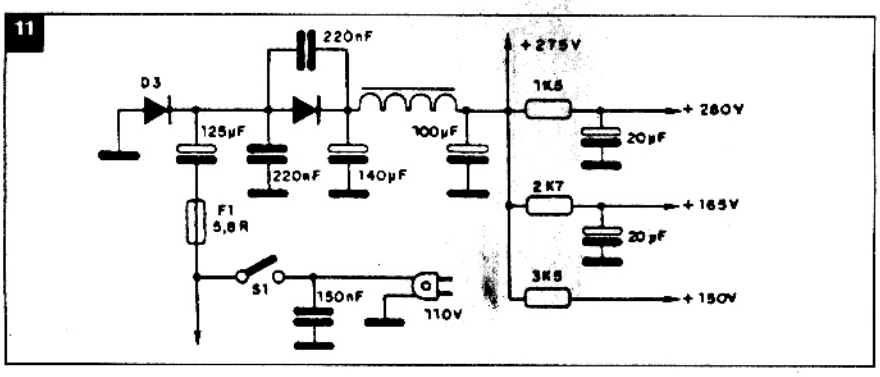
32.4. Multiplicador de tensión

Repitiendo las etapas del triplicador, y del cuadruplicador de media onda o cascada podemos tener en la salida un múltiplo cualquiera mayor que 4 de la tensión de pico de entrada.

Tenemos entonces en la figura 10 un multiplicador por n (donde n puede ser cualquier entero mayor que 4) de tensión con diodos y capacitores solamente.







Con excepción de C1 que se carga con la tensión de pico de entrada, todos los demás capacitores se cargan con el doble de esta tensión para después descargarse por el circuito de carga RL.

Los diodos empleados deben ser todos especificados para soportar una tensión inversa de pico por lo menos dos veces el valor de pico de la tensión senoidal de entrada.

El resistor Rs que aparece en cada uno de los multiplicadores de tensión descriptos tiene una función importante: en el momento en que los capacitores están descargados, presentan una reactancia extremadamente baja constituyéndose un verdadero cortocircuito. El resistor Rs limita entonces la corriente inicial a un valor seguro a la integridad de los diodos de los sistemas. Estos resistores son típicamente de valores entre 0,1 y 10 ohm dependiendo de la tensión.

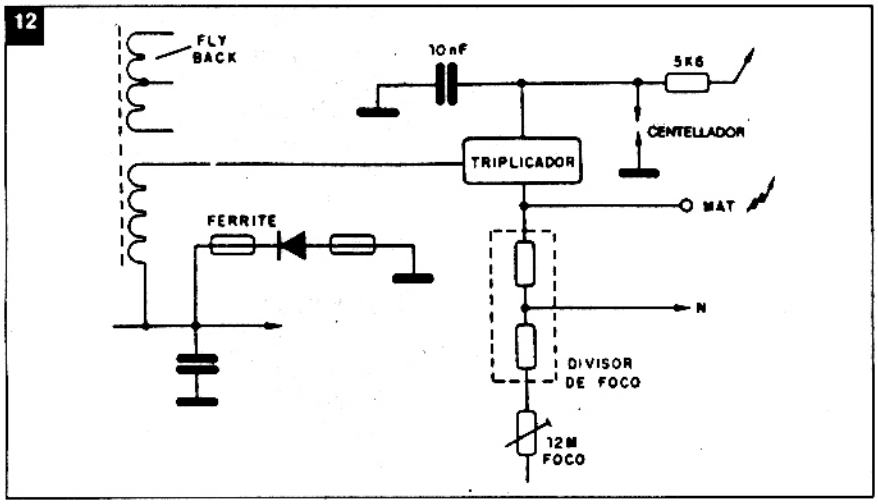
32.5. Aplicaciones prácticas

Son diversos los circuitos prácticos en que podemos usar duplicadores, triplicadores o multiplicadores de tensión.

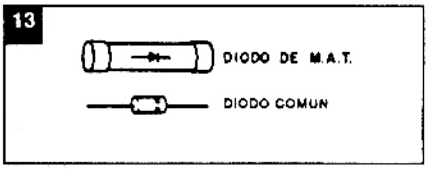
Inicialmente damos como ejemplo un duplicador típico usado en fuente de alimentación de televisor (figura 11).

Esta fuente se encuentra en televisores a válvulas que no emplean transformadores y que precisan de tensiones relativamente altas para la alimentación de los circuitos de placa (ánodo) de los elementos activos. El circuito en cuestión proporciona tensiones de 165V a 275V a partir de las 1.104 de la red ó 300V o más en la red de 220V. Observe la presencia de un resistor (F1) que funciona como un fusible (FUSISTOR). En caso de corto o exceso de corriente por cualquier motivo este resistor se calienta y se quema, interrumpiendo el flujo de corriente.

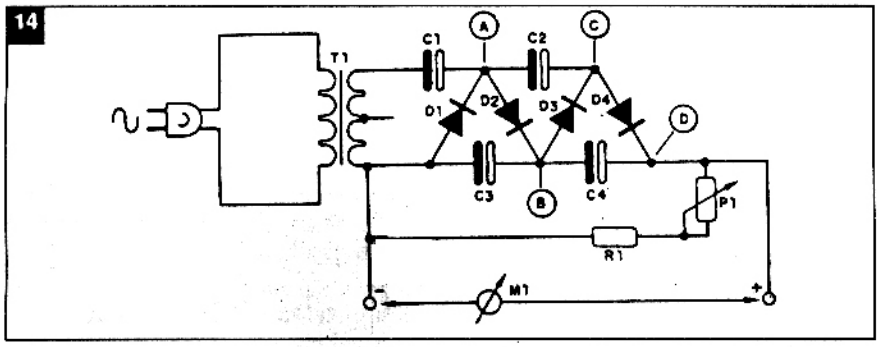
12



13



14



En la figura 12 tenemos una aplicación más en TV, ya que es un triplicador de MAT (Muy Alta Tensión).

La tensión obtenida en el secundario de flyback no es suficiente para acelerar el haz de electrones en un televisor en colores. Una multiplicación de tensión se logra con la ayuda de un triplicador.

En la figura 13 mostramos un diodo rectificador de silicio de alta tensión usado en este tipo de multiplicador. La tensión inversa de pico de este tipo de diodo puede variar entre 10.000 y 50.000 Volt típicamente.

Aclarando dudas

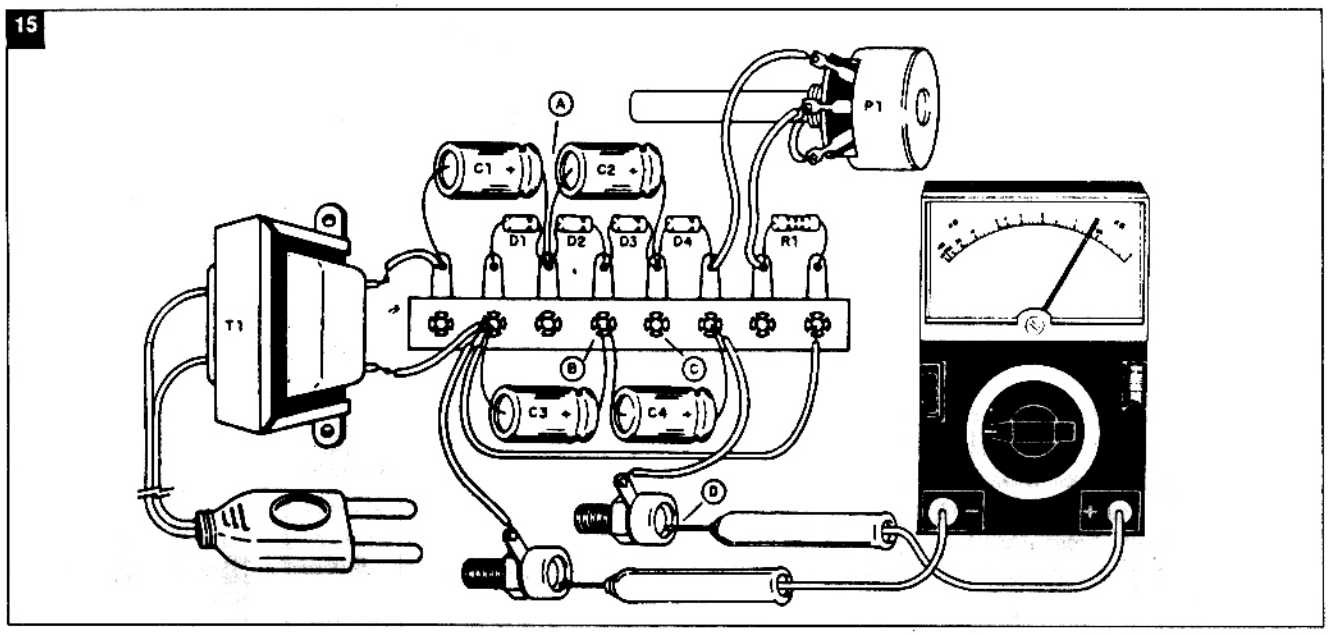
- ¿Qué significa la expresión V = Vm sen wt en la entrada de los circuitos estudiados?

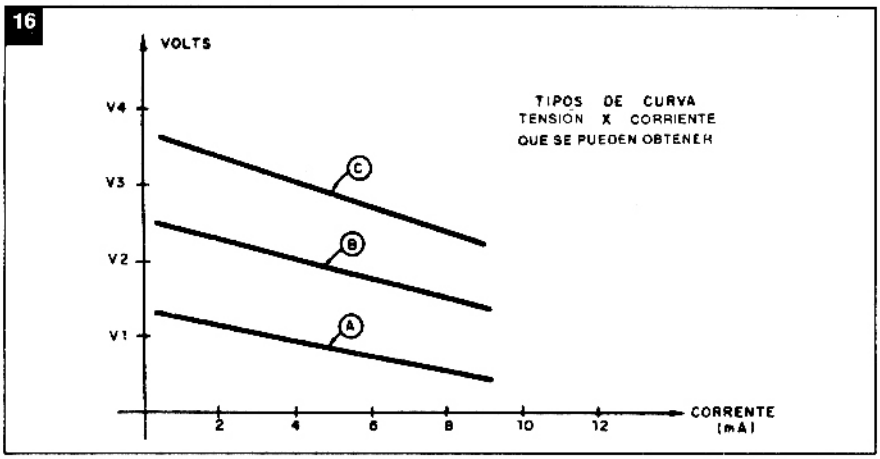
La expresión indica que tenemos una alimentación de tensión alterna. De hecho, el valor V es un valor instantáneo que depende de w (omega) y del tiempo (t). Note que omega expresa la frecuencia pues (w = 2 x π x f). Así, el seno de wt (sen wt) varía entre +1 y -1 llevando con eso la tensión de salida a valores entre Vm (tensión máxima) y -Vm. Sugerimos a los lectores que tengan dudas que consulten trabajos sobre trigonometría de segundo año.

- ¿El circuito de un multiplicador de tensión precisa obligatoriamente una señal senoidal en su entrada?

No. En realidad, basta que la tensión de entrada sea alternante. Podemos aplicar señales con diversas formas de onda y obte-

15





ner los mismos efectos. El único problema que puede influir es la velocidad del diodo. Un diodo más lento en un circuito en que la señal tenga una frecuencia más alta puede perjudicar el rendimiento de un multiplicador de tensión. Es muy común el uso de este circuito en inversores que elevan la tensión de pilas y baterías a valores que posibiliten la alimentación de válvulas geiger y otros dispositivos.

Experimento 32

Un multiplicador de tensión

Puede montar un sencillo multiplicador de tensión y estudiar su funcionamiento con la ayuda de su multímetro. El circuito del multiplicador es dado en la figura 14.

Para su montaje necesitamos el siguiente material:

T1 - transformador con primario de acuerdo con la red local y secundario de 6, 9 ó 12 V con corriente a partir de 200 mA.

D1, D2, D3, D4 - diodos 1N4002 ó equivalentes.

C1, C2, C3, C4 - 22 a 220 µF x 25V - capacitores electrolíticos

R1 - 10 ohm x 1/2W - resistor

P1 - 100 ohm - potenciómetro

Varios: puente de terminales, alambre, cable de alimentación multímetro, etc.

En la figura 15 tenemos el montaje en puente del circuito.

Mida en los diversos puntos indicados (A, B, C, etc.) las tensiones con el potenciómetro abierto y después cerrados.

Vea como la tensión se multiplica y de qué modo la misma disminuye con la carga. Si puede haga un gráfico de la tensión de salida en función de la corriente en la carga, como muestra la figura 16. Si tuviera otros valores de capacitores disponibles cámbielos en las células para verificar de qué modo los mismos influyen en la corriente máxima obtenida en la salida.

Cuestionario

1. Dé ejemplos de usos de multiplicadores de tensión.
2. ¿Un duplicador puede trabajar con tensiones continuas en la entrada?
3. ¿Para corrientes mayores en un multiplicador debemos usar capacitores de valores altos o bajos?
4. Una tensión senoidal se expresa por V = 50 sen wt. ¿Cuál es el valor de pico de esta tensión?
5. ¿Cuál debe ser la tensión mínima inversa de pico para diodos de un multiplicador de tensión cuya entrada sea una tensión senoidal de 100V de pico?

Respuestas a la lección anterior

1. Rectificador de media onda.
2. 42V aproximadamente
3. 120 Hz
4. 1,66%
5. 16,8V
6. 28V

DIODOS DE SILICIO TIPO ROSCA SEMIKRON - EPOXI

	V_{RRM} mín. máx. V	I_{FRMS} A	I_{FAV}/T_{amb} A/°C	I_{FSM} T_{vj} máx t = 10ms A/°C	I^2t_a T_{vj} máx t = 10ms A^2S	R_{thjc}/R_{thch} (180°el) tipico °C/W	MONTAGEM Torque N.m	DISSIPADOR	I_{nom} recom. =0,8 I_{DC} máx.	I_{DC} máx
SKN 12 SKR 12 SKN a 12	200...1600 V_{BR} 1300/1700	25	16/100	200/180	200	3.3/2.0	1	K5	16	22,5
SKN 21 SKR 21 SKN a 21	200...1600 V_{BR}1300/1700	40	25/100	320/180	610	2.0/1.0	2	K5 K3	28 35	40 50
SKN 50 SKR 50	200...1600	80	50/100	600/180	1800	0,85/0,25	4	K5 K3 K1,1	40 56 86	57 81 120
SKN 71 SKR 71	200...1600	150	95/100	1000/180	5000	0,55/0,20	4	K3 K1,1 K1,1F	66 112 174	96 160 246
SKN 130 SKR 130	200...1600	260	165/100	2000/180	20000	0,35/0,08	10	K1,1 KP0,6/120 K1,1F KP0,4/100	160 230 290 270	225 315 485 375
SKN 240 SKR 240	200...1600							K1,1 K1,1F	210 460	300 630
SKN 250 SKR 250	200...1600	500	320/100	5000/160	125000	0,20/0,03	30	KP0,6/120 KP0,6/120F	340 620	460 840
SKN 260 SKR 260	2000...2800			5000/160				KP0,4/100 KP0,4/150	400 470	570 670

IONIZADOR DE AMBIENTE

Estudiamos en la lección Nº 32 de nuestro Curso de Electrónica el principio de los multiplicadores de tensión. En base a los que vimos, describimos el montaje de un útil ionizador del aire ambiental, un aparato que emite al aire iones (partículas cargadas de electricidad) los cuales, según se ha comprobado, causan alivio a las personas con crisis de alergia, problemas del aparato respiratorio, y dolores debidos a quemaduras o fracturas. El aparato descripto es muy simple y usa componentes comunes.

por Newton C. Braga

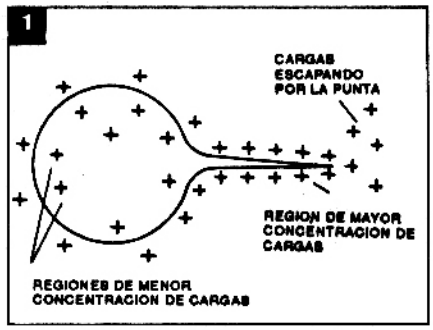
Estudios realizados en diversas facultades de medicina y centros de investigación revelan que la presencia de iones en el aire puede ser responsable por diversas alteraciones del comportamiento humano.

Así, se ha demostrado que mientras los iones positivos (cuando existen en exceso) ocasionan irritación en las personas, principalmente los que tienen problemas del aparato respiratorio, dando inicio a las crisis, los iones negativos, tienen un efecto contrario en la mayoría de las personas. Cuando están presentes en el aire en cantidad, estos iones impiden la manifestación de las crisis, haciendo que las personas "se sientan bien" e incluso en el caso de las personas con quemaduras o fracturas, puede hasta haber la disminución de eliminación de los dolores.

Existen hospitales que emplean con éxito ionizadores del ambiente que, descargando cantidades controladas de iones negativos en las salas en que están los pacientes con quemaduras serias, producen alivio de los dolores.

En el caso de la alergia a los pólenes e incluso la llamada fiebre de heno, la presencia de iones reduce considerablemente las crisis de los pacientes, siendo por este motivo adoptados los procesos de ionización en los tratamientos de muchos países avanzados.

Una pequeña prueba de lo que pueden hacer la ionización negativa y positiva con las personas puede constatarse en la vida diaria. En los días calientes, poco antes de una tempestad, cuando predomina una ionización positiva en el aire, las personas tienden a sufrir dolores de cabeza o problemas de alergia. En algunas regiones, los vientos calientes y secos traen un cierto grado de ionización positiva que hace que las personas delicadas o con problemas alérgicos se sientan mal.



La propia contaminación es responsable de núcleos que tienden a cargarse de electricidad positiva causando serios problemas.

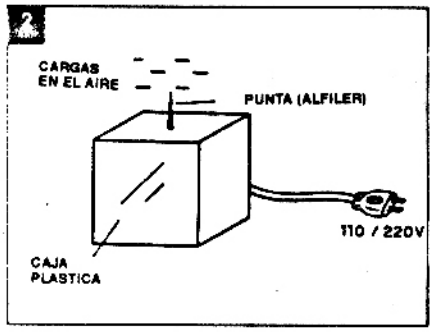
Las investigaciones que revelan las causas exactas del problema todavía están en curso, de modo que no existe una explicación definitiva. El hecho es que se constata que para muchas personas la presencia de iones negativos resulta agradable y este efecto se puede lograr sin problemas con un simple generador de alta tensión. Los iones no ocasionan problemas, y pueden brindar alivio a muchos.

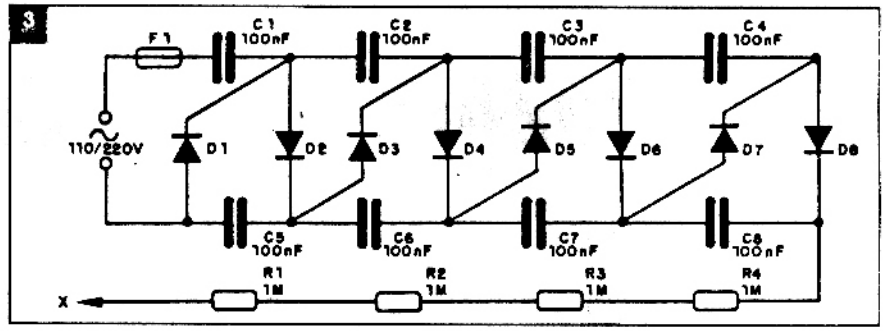
El circuito

Para obtener los iones (partículas cargadas eléctricamente) precisamos simplemente una fuente de alta tensión (por lo menos unos 1000 Volt) y una aguja.

Por el llamado "efecto de puntas" las cargas tienden a acumularse en las regiones de curvatura más acentuada de un cuerpo, en este caso las puntas, y por el efecto de acumulación tienden a "escapar" ionizando el aire ambiental (figura 1).

No se debe confundir la ionización con la ozonización, que puede ocurrir también en casos como éste en que las cargas son acentuadas. Por el efecto de las fuertes descargas eléctricas (arcos) el aire puede sufrir una reacción química que une 3 moléculas de oxígeno (O_2) formando dos moléculas de ozono (O_3). El ozono tiene propiedades bactericidas, pero su uso a nivel doméstico no es recomendable. En el caso de los ozonizadores de agua, por ejemplo, aunque está comprobada su acción bactericida, la misma debe ser controlada por el índice de ozonización, y esto normalmente no es encomendado a las autoridades sanitarias para su determinación, lo que hace que todos los tipos existentes en plaza sean altamente dudosos y hasta peligrosos para la salud. Basta decir que, tanto en relación a los ionizadores que simplemente generan una cierta cantidad de iones cargados negativamente como los ozoni-





zadores que generan ozono (O_3), en los EE.UU. existen serias normas gubernamentales que exigen la especificación de su cantidad.

En nuestro caso (ionizador del aire ambiental), no existe propiamente ninguna indicación de que los iones en exceso sean perjudiciales, y el aparato propuesto es demasiado débil para producir ese exceso. Así, en principio, no hay peligro en relación a su uso.

Para obtener la tensión exigida para el efecto de puntas usamos un multiplicador que, con el uso de diodos y capacitores, puede elevar la tensión de pico de la red de 150V (110V) ó 310V (220V) hasta 1.000 a 2.000V, que, aplicados en una aguja, generan los iones.

Los diodos son polarizados de modo de que produzcan iones negativos y su difusión por el aire es espontáneo. Por otro lado, como se trata de una fuente de bajísima corriente, el peligro de "descarga" (patada) es mínimo.

En fin, el ionizador consiste simplemente de una caja de alta tensión con un multiplicador de tensión del tipo convencional, estudiado en la lección 32 del curso de electrónica (figura 2).

Montaje

En la figura 3 damos el circuito completo del aparato.

En la figura 4 tenemos la placa de circuito impreso.

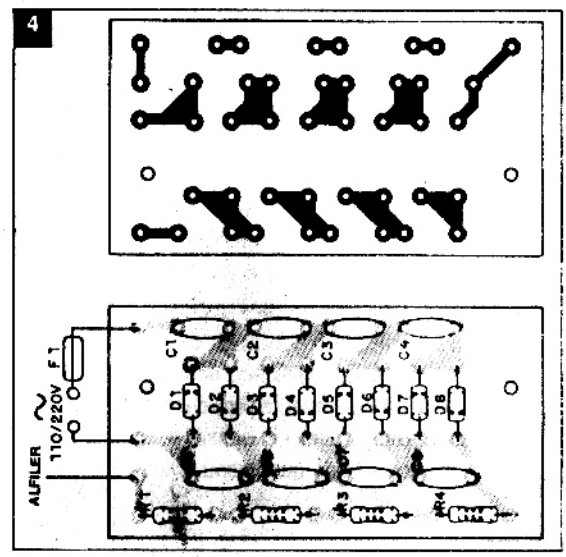
Los diodos pueden ser los 1N4007 ó BY127 tanto para la red de 220V como para 110V, pues éstos poseen una tensión inversa máxima del orden de 1.000V, lo que es bastante más que el doble del pico de tensión de la red exigido para el caso.

Para los capacitores usamos los tipos de poliéster con tensión de trabajo de 450V o más si la red es de 110V o de 600V o más si la red fuera de 220V. Valores entre 100nF y 470nF deben operar satisfactoriamente.

El fusible de 1A es para el caso de que cualquier componente entre corto, ocasionando así exceso de corriente.

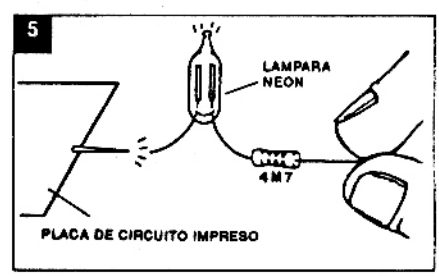
Debemos observar que el consumo de energía del aparato es extremadamente bajo, lo que permite que sea mantenido enchufado durante largos intervalos, o hasta permanentemente.

El electrodo de ionización es un simple alfiler. Debe quedar en posición libre que permita la difusión del aire cargado.



Prueba y uso

Para verificar la salida de alta tensión debemos usar una lámpara neón en serie con un resistor de 4M7. Aproximando la lámpara a la punta ionizante, la misma debe encenderse (figura 5).



Vea que no conseguiremos medir la tensión en la salida con un multímetro común, pues su resistencia interna representa una fuerte carga que reduce la tensión el momento de su conexión. Así, con un multímetro obtenemos una lectura de una tensión mucho menor que la real.

Una vez comprobado el funcionamiento sólo resta instalar el aparato, dejando el alfiler en lugar ventilado de modo que los iones puedan circular por el medio ambiente.

Se puede tal vez percibir un ligero olor a ozono, pues junto a la producción de iones tendremos la generación de una pequeña cantidad de ozono.

LISTA DE MATERIALES

D1 a D8 - 1N4007 ó BY127 - diodos de silicio
F1 - fusible de 1A
C1 a C8 - 100nF a 470nF - capacitores de poliéster para 450V ó 600V según la red local
R1, R2, R3, R4 - 1M - resistores (1/4W)
X1 - alfiler común
Varios: cable de alimentación, placa de circuito impreso, caja para montaje, alambres, soldadura, soporte para fusible, etc.

CONSULTAS TECNICAS SOLO POR CORREO

Estimados amigos lectores:

Debido a la cantidad de llamadas telefónicas de todo el país por consultas técnicas para solucionar problemas en circuitos, como así también la presencia de personas que vienen a hacer averiguaciones técnicas por artículos publicados en SABER ELECTRONICA mucho les agradeceremos que en lo sucesivo nos hagan el favor de escribir dando los detalles necesarios, si fuera posible, dibujar un esquema en los que figuren los componentes utilizados a fin de que sea estudiado por nuestro personal técnico, que se ocupará de buscar la solución apropiada para cada caso contestándola en esta sección. NO RESPONDEMOS CONSULTAS TECNICAS POR TELEFONO

Agradecemos anticipadamente su atención a este pedido.

Sr. JORGE HORACIO BOLIVAR

Estimado lector:

He cursado su intención de "buscar" una representación de SABER ELECTRONICA en SAN LUIS a las autoridades de la editorial. Creo que con el tiempo se irán encontrando resultados que satisfagan a todos nuestros lectores. Con respecto a su pedido sobre un proyecto de Radiocontrol de 8 canales, quisiera aclararle que nuetro Departamento Técnico trata de incluir proyectos generales que sean de suma utilidad, y a los cuales se les pueden hacer modificaciones para adecuarlos a cada caso.

Basta con que lea SABER ELECTRONICA Nros. 10, 12 y 17 y verá que podrá adecuar los proyectos a sus necesidades. Por supuesto que si usted es aficionado se encontrará con problemas, en cuyo caso deberá recurrir a alguna persona experimentada.

TRANSMISION SIN CABLE
Sr. JUAN MANUEL ALFONSO

Son muchos los lectores que nos consultan sobre la forma de transmitir las señales de un walkman o amplificador a un parlante, sin que sea necesario unirlos por un "cable". La respuesta es SI, pero resulta antieconómico, a menos que se manejen potencias reducidas o que el "parlante" ya sea un receptor y un amplificador para alcanzar la potencia deseada.

Para transmitir información de audio, cualquiera sea la fuente, se puede ampliar cualquier sistema de AM ó FM sin distinción y como ejemplo de aplicación podemos mencionar el WALKIE-TALKIE de SABER ELECTRONICA Nº 29.

Sr. ALEJANDRO DUDEICO
USHUAIA (T. DEL FUEGO)

Su pedido de la placa para armar el WALKIE-TALKIE le fue despachado por CERTIFICADO Nº 61766 el 12/12/89 y nos fue devuelto por el correo el 26/12/89 diciendo "DESCONOCIDO-NO HAY ESE NUMERO"; se le redespachó el mismo día 26 de Diciembre pdo. con CERTIFICADO Nº68994 y nos lo han devuelto nuevamente en fecha 08/01/90. Rogámosle rectifique su dirección para enviárselo no bien nos la comunique. Quedamos a la espera.

HORARIO DE ATENCION AL PUBLICO

EXCLUSIVAMENTE de LUNES a VIERNES de 9 A 12 hs. y de 14 a 18 hs.

SUGERENCIAS PARA LA LLAVE DE CODIGO

Sr. GABRIEL ROLDAN

La "Llave de Código" publicada en SABER ELECTRONICA Nº 15 fue probada minuciosamente por nuestro Departamento Técnico, pero ante reiterados pedidos de ayuda de nuestros lectores, decidimos "buscar" alguna fuente de falla. Ante todo, es normal que el TIP31 de la alarma, caliente, (aún con disipador) y con respecto a indefiniciones en las salidas de los integrados, encontramos que suelen haber fallas si no se emplean chip cuya denominación no terminen con las letras BP (por ejemplo CD4001BP).

Por otra parte, los pulsos de ruido que pudieran filtrarse por el circuito se minimizan colocando capacitores de .01 entre las salidas de los integrados y el positivo de la fuente.

Sr. O. CORREDERA
(San Carlos de Bariloche)

Estimado señor:

No es nuestra costumbre dar caracte-

rísticas sobre semi conductores, por gran variedad que solicitan nuetros lectores y por considerar que la información pueden recabarla en casas de electrónica.

Hacemos una excepción atento a que ya ha buscado , sin conseguir resultados positivos.

AR308-309
transistor de AF NPN de Silicio
P_T = 5W
Usado en etapas excitadoras o salidas de media potencia
hFe típico = 150
V_{CEO} máx. = 100Volt

CLUB DE AFICIONADOS PARA ARMAR PROTOTIPOS PUBLICADOS EN "SABER ELECTRONICA"

Hemos recibido una simpática carta en la que se solicita publiquemos este aviso:
"Hobbistas en Electrónica nos interesaría formar con ustedes un Club de Aficionados para armar prototipos que hayan sido publicados en SABER ELECTRONICA. Escribir al Sr. FEDERICO ANTELO - José L.Cabezón 3143 - (1419) BUENOS AIRES."

Sr. CARLOS MARCELO SIMONE LAS CARABELAS (Bs. As.)

Estimado lector:

Como usted comprenderá, son muchos los lectores que nos solicitan artículos para publicar, pero, para su información le comunicamos que muchos proyectos o notas que menciona en su carta, ya han sido publicados o muy pronto se publicarán.

En el caso de "Detectores de Metal", "Laves Digitales", Paneles Solares", "Alarmas Infrarrojas", etc.

Además deseamos aclararle que la editorial no se dedica a proyectar circuitos impresos, por lo cual no podemos satisfacer su pedido.

Sr. DANIEL A. NEIRA VILLA DOLORES (Cba.)

Estimado amigo:

Como a otros lectores, le comunicamos que para la adquisición de hojas de datos de semiconductores debe recurrir a casas especializadas. Por ejemplo, puede contactarse con ELECTRONICA INTERNACIONAL - Ayacucho 311 - BS. AIRES - Tel. 953-2074, quienes con gusto atenderán sus problemas, de estar, por supuesto, a su alcance.

En cuanto a bibliografía electrónica, el asunto no es tan sencillo. Debe ser más específico en lo que solicita. Para **Electrónica General** y quién tiene algún estudio secundario, recomiendo: Electrónica Integrada de Millman y Halkias.

Sr. CLAUDIO FERNANDO GAITE V. DEL ROSARIO (Cba.)

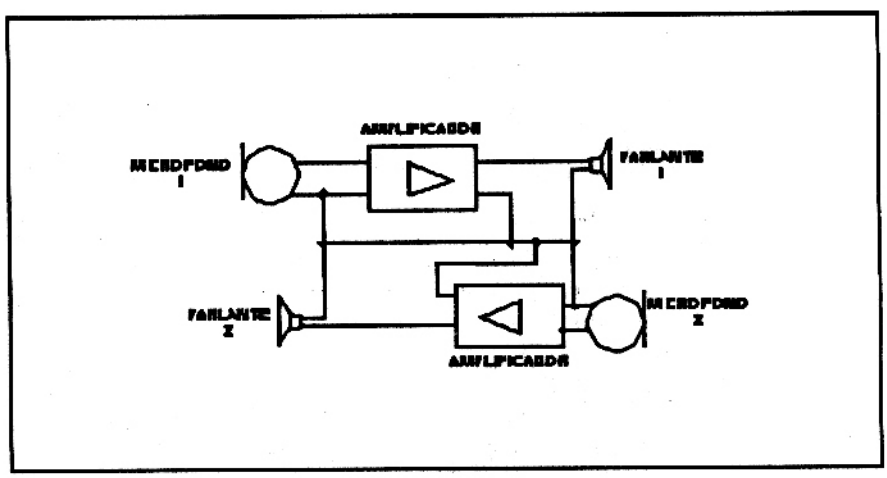
Muy buena su pregunta, que para todos los lectores resumo así: ¿Qué diferencia hay entre un material con cargas y un semiconductor tipo N, por ejemplo? Un material cargado (cualquiera) posee átomos ionizados, es decir, hay más electrones que protones (o al revés), mientras que en un semiconductor hay igual cantidad de electrones que protones, pero, si es tipo "N" posee electrones libres que pueden ser "sacados" de su estructura con facilidad (con muy poca energía). La diferencia, si bien es sutil, es muy grande. Un semiconductor tipo "N" ó "P" no tiene cargas libres; posee portadores que se mueven con facilidad a la sola presencia de un campo eléctrico.

Sr. CARLOS ALFREDO DIAZ SANTIAGO DEL ESTERO

Estimado amigo lector:

Sí, debe funcionar (el intercomunicador que nos manda).

En general, cualquier sistema compuesto de dos amplificadores sirve como intercomunicador. Un amplificador actúa en un sentido y el otro en el contrario. La masa será común a ambos circuitos, por lo cual con tres cables se puede hacer la extensión del sistema (más la alimentación).

Sr. ALEJANDRO DUDEICO CARNERO o CORNERO 33 USHUAIA

Estimado amigo, su pedido de plaqueta para armar el Walkie-Talkie le fue despachado el 11 y redespachado el 26 /12/89 a las direcciones que arriba figuran y nos ha sido devuelto por el correo, le rogamos se comunique aclarando su correcta dirección para remitírselo.